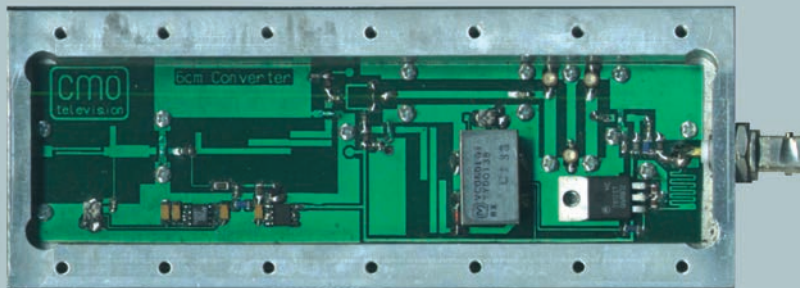


Repeater

Sterktemeter voor satellietontvangers

Simpele 13 cm converter

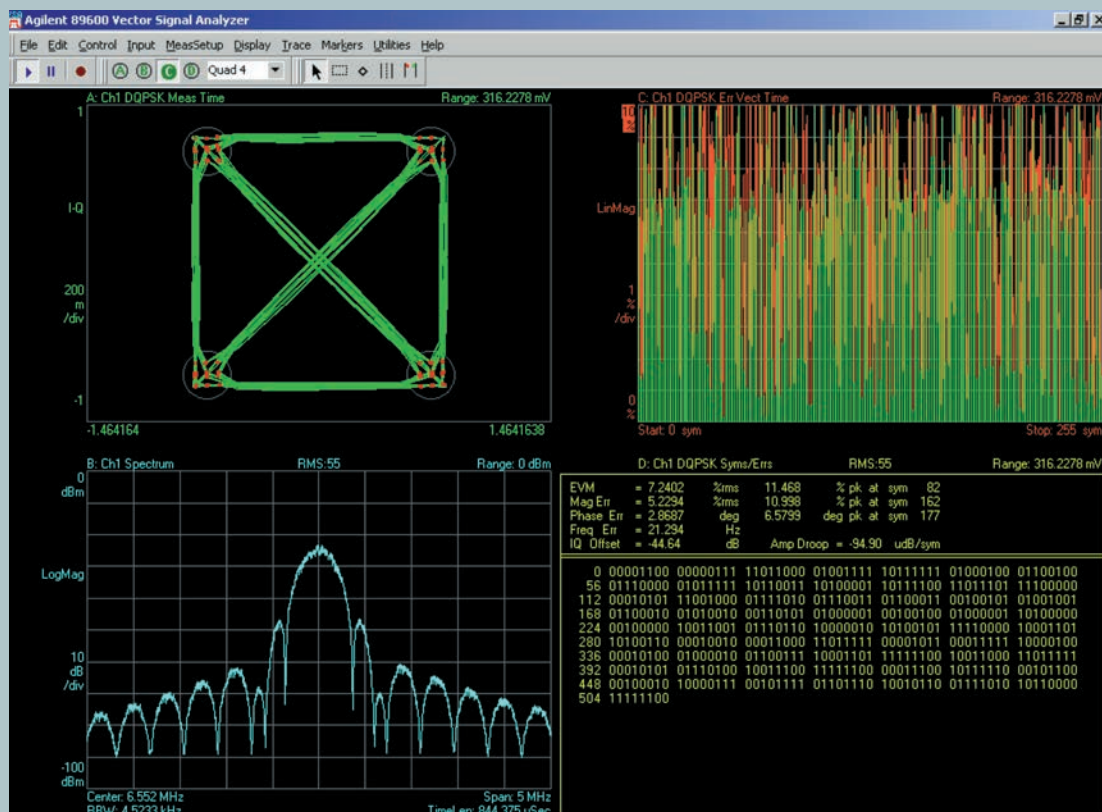
Frequentielijsten ATV repeaters



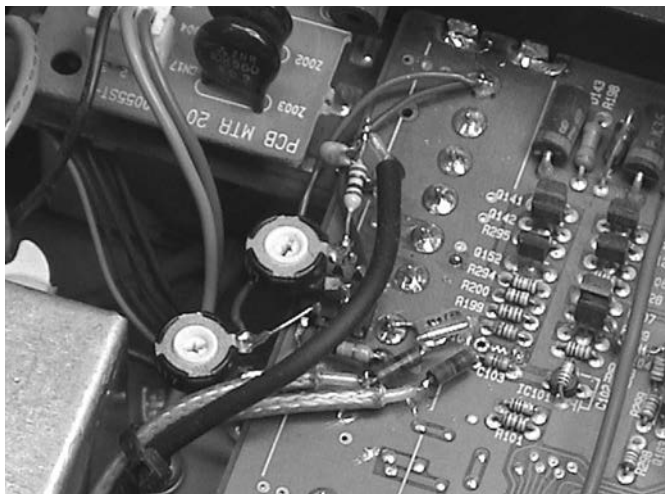
ATV experimenten op 6 cm

Nieuwe producten

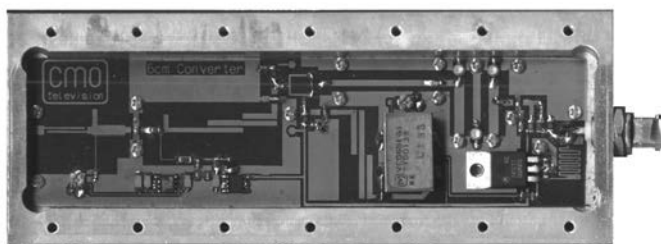
Repeater op het WWW



Contents Repeater 5/1	1
Editorial	3
S-meter for satellite receivers	5



The future of our hobby: Digital Video Broadcast	7
Simple 13 cm converter	17
6 cm ATV experiments	23



Rectification PSU PCB TXT unit	25
Reception reports	26
ATV measurements day Aalten	28

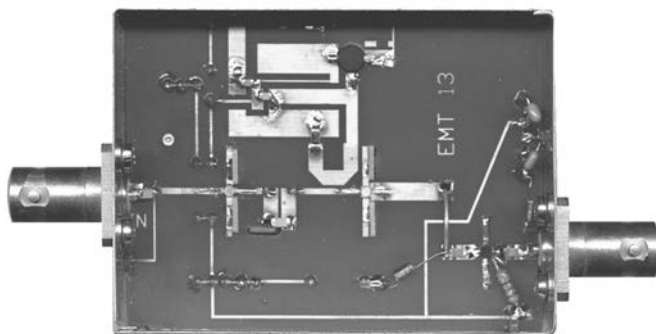


New products	29
Frequency list Dutch ATV repeaters	30
Colofon	32

Inhoudsopgave	
Voorwoord	3
S-meter voor satelliet ontvangers	5
De toekomst van onze hobby: Digital Video Broadcast	7



Eenvoudige 13 cm converter	17
----------------------------------	----



ATV experimenten op 6 cm	23
Rectificatie print PSU TXT unit	25
Nader bekeken	26



ATV meetdag Aalten	28
Nieuwe producten	29
frequentielijst ATV repeaters NL	30
Colofon	32

The fifth year....

Five years of Repeater -that is- we are planning to celebrate our 5th anniversary!

In the past five years much has happened in the ATV arena. The rise and fall of ATV repeaters, the upcoming and growth of our hobby, doubts concerning the future rights for amateurs and frequencies and of course the on-going integration of hobbies and internet.

Over the past years Repeater has =in our humble opinion= contributed to better the 'ham spirit' as far as ATV and the use of mm-wave bands are concerned.

We managed to broaden peoples' interest in ATV activities, to bring continuity to this independant magazine and, not in the last place, we succeeded in getting many amateurs to think about the future of our hobby where fortunately, do-it-yourself projects play a very important role.

Many interesting articles and projects have already been published. Projects that have been sucessfully built by many. And we intend to keep this up! We've seen that Repeater is becoming increasingly popular abroad. This is of course helped by the fact that Repeater has been bilingual since the beginning of 2000. Dutch amateurs commented on this frequently, but they have been able to see that Repeater did not suffer from this decision in any way.

The number of articles did not suffer because of (subtle) layout changes (fortunately these were not found irritating by our loyal subscribers). We are getting ready for our ATV-future and the future role of Repeater. We will stay up-to-date with modern developments (we will join the digital arena). We think there are many ways to underline our right to keep our ATV amateurbands and we will keep emphasizing on this, despite of the increasing commercial pressure put on our governments to 'swipe' (parts) of our amateurbands.

Repeater in 2001 will again have many do it yourself-projects and background information concernig our hobby. We again expect to publish spectacular designs some of which are being currently developed.

We wish you joy with Repeater 5/1; Year 5, issue 1.

On behalf of the editorial team,

Rob Ulrich, PE1LBP
Editor Repeater

Het vijfde jaar...

Vijf jaar Repeater, althans, we zijn van plan om dat eerste lustrum te gaan beleven!

In de afgelopen vijf jaar is er veel gebeurd op het gebied van ATV. De opkomst en teloorgang van repeaters, de opkomst en bloei van de hobby, de twijfel over het voortbestaan van de hobby en natuurlijk de verdergaande integratie van hobby en internet.

Repeater heeft de afgelopen jaren een - naar onze mening- bescheiden bijdrage geleverd aan verbetering van de 'ham spirit' voor zover het ATV en het gebruik van de microgolfbanden betreft.

We zijn er in geslaagd om ATV breed onder de aandacht te brengen, de continuïteit van een onafhankelijk blad te garanderen en - niet het minst belangrijke- we zijn er in geslaagd om veel amateurs mee te laten denken over de toekomst van de hobby, waarbij zelfbouw nog altijd gelukkig een grote rol speelt. Tal van interessante ontwerpen zijn al gepubliceerd, ontwerpen die al door velen nagebouwd zijn, en we gaan daarmee door. Inmiddels hebben mogen constateren dat Repeater ook in het buitenland volop de aandacht heeft gekregen, niet in het minst doordat Repeater in 2000 tweetalig is geworden. Vanuit Nederlandse amateurkringen kregen we daarop -zoals ook wel enigszins verwacht werd- volop commentaar. Feit is dat we niets aan de inhoud van Repeater hebben afgedaan.

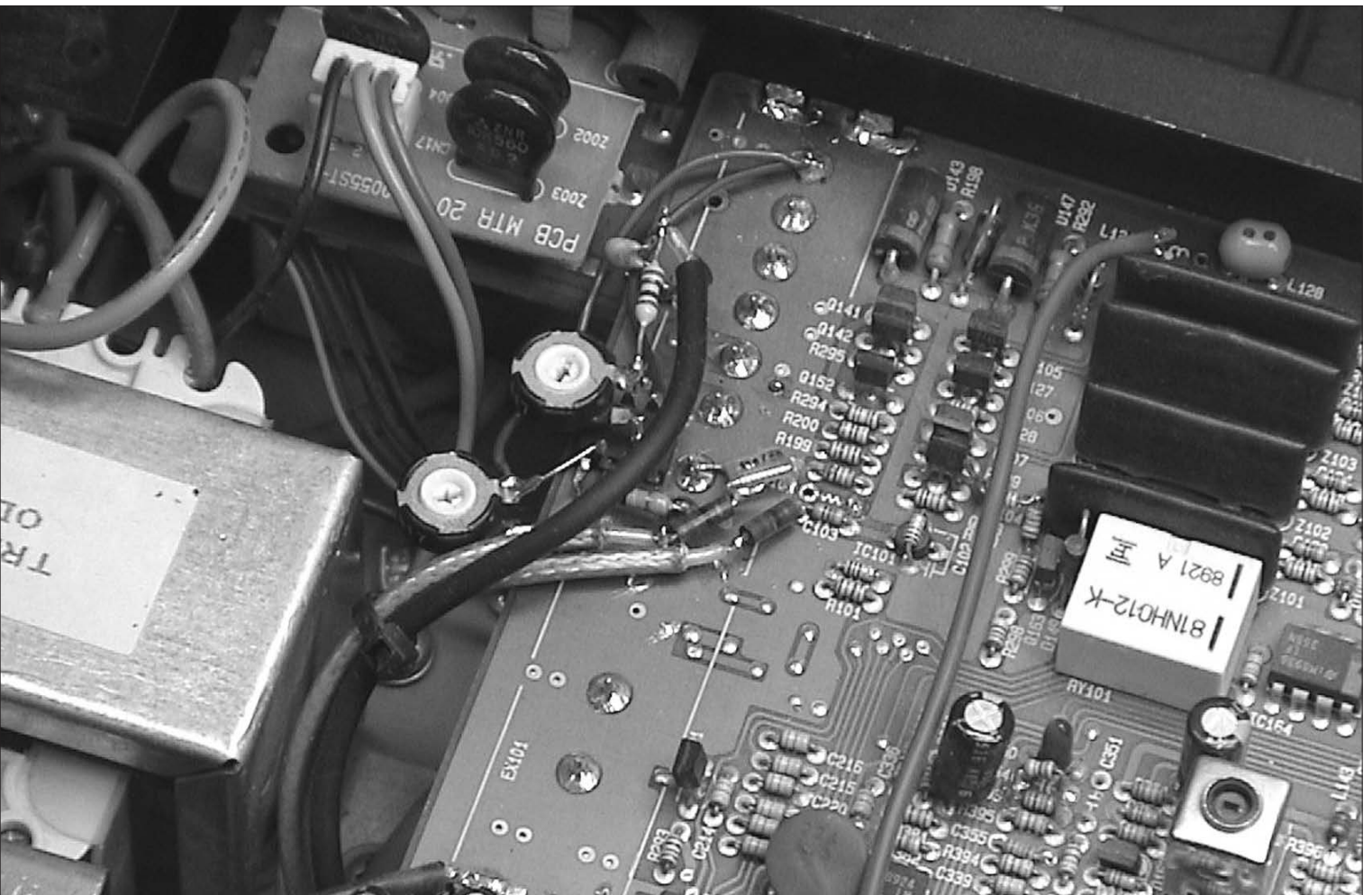
De totale inhoud is niet verminderd doordat we layout technische ingrepen hebben gedaan (die gelukkig ook niet opgevallen zijn bij onze trouwe abonnees). We gaan ons opmaken voor de toekomst van ATV en de toekomst van Repeater. We gaan mee met moderne ontwikkelingen (helaas digitaal..), vinden dat er tal van mogelijkheden zijn om de amateurbanden voor ATV te behouden en ook dus dat we onze dynamische hobby kunnen blijven uitoefenen, ondanks de grote commerciële druk van buitenaf op de nationale overheden wat van 'onze' banden af te knabbelen.

Repeater in 2001: opnieuw veel zelfbouw en achtergrond informatie over de hobby. Daarnaast verwachten we opnieuw spectaculaire ontwerpen, die nu nog volop ontwikkeld worden, te kunnen publiceren.

We wensen u dan ook veel leesplezier toe met Repeater 5/1 (jaargang 5, nummer 1).

Namens de redactieleden,

Rob Ulrich, PE1LBP
Hoofdredacteur



This received signal strength indicator (RSSI) was designed for the Chaparral Monterey Model 20/40-receiver. An analogue meter provides read-out of the relative RSSI.

The circuit can also be used for other receivers which use the same front-end.

The meter can be used in close proximity to the receiver but when a long wire is used a remote-readout may also prove usefull for instance when one is aligning a dish.

Deze indicator is ontworpen voor de Chaparral Monterey Model 20/40-ontvanger, waarbij een relatieve aanduiding van de ontvangststerkte wordt verkregen door middel van een analoog aanwijsinstrument.

De schakeling is echter ook te gebruiken bij andere ontvangers met eenzelfde frontend.

Het meetinstrument kan niet alleen in de nabijheid van de ontvanger worden opgesteld, maar desgewenst ook via een lange kabel worden aangesloten, zodat bijvoorbeeld een schotel optimaal kan worden uitgericht.



Fig.2

The Monterey model 20 (no display) and the Monterey model 40 (with display) are receivers belonging to a series of analogue satellite tv receivers marketed by Chaparral Communications. The receivers were designed in 1989 to incorporate a rich list of features that were in demand in the field of programmable satellite receivers back then. For amateur TV reception these receivers are also very suitable due to the following features: adjustable MF bandwidth with a minimum -3 dB BW of 14 MHz, audio channels freely tunable between 5.0 and 8.5 MHz, the BW of the audiochannels can be set at 130 kHz (narrow) and 280 kHz (normal). The first series of receivers also allowed for a bandwidth of 600 kHz (wide). The optional Wegener audio processing unit provided selection of the emphasis: 50 μ S, 75 μ S or J17. For amateurs this Wegener processor is a must!

The units have an on-screen menu which is capable of showing a digital representation of the relative field-strength. Since the receivers were intended for satellite reception, a large AGC range is not needed for this function. The fluctuations in RSSI levels are limited in comparison to the RSSI levels one can expect to see with terrestrial signals. Never the less the dynamic range needed for satellite signals is quite large. Factors are the size of the dish, LNB-gain, cable length etcetera. In the design of the Monterey receivers an automatic gain control circuit was included for the intermediate frequency (IF AGC). The front-end (950-1750 MHz) gain can be optimized by means of a poten-

De Monterey Model 20 (zonder display) en de Monterey Model 40 (mét display) behoren tot een reeks analoge satelliettelevisie-ontvangers van Chaparral Communications. Het ontwerp van deze ontvanger dateert uit 1989 en hield optimaal rekening met de toenmalige wensen op het gebied van programmeerbare ontvangers. Ook voor ATV doeleinden is de ontvanger goed geschikt omdat de middenfrequent bandbreedte kan worden ingesteld op een minimum van 14MHz @ -3 dB. Verder zijn de audio instelmogelijkheden legio: Twee audiokanalen zijn vrij programmeerbaar tussen 5.0 en 8.5 MHz, bandbreedte omschakelbaar tussen 130 kHz (smal) en 280 kHz (normaal) terwijl bij de eerste serie ontvangers bovendien 600 kHz (breed) tot de mogelijkheden behoorde. Verder naar keuze wél of géén Wegener processor (voor amateurgebruik belangrijk!), waarbij de deëmphase instelbaar is tussen 50 μ s, 75 μ s en J17. Uitlezing van de relatieve signaalsterkte is mogelijk, nadat een 'on screen menu' is opgeroepen en wordt gegeven in digitale vorm.

Omdat de Monterey 20/40 ontvangers voor satellietontvangst waren gedimensioneerd, leek een groot AGC regelbereik niet nodig. De signaalsterkte varieert veel minder dan die, waar we tijdens aardse verbindingen mee te maken hebben. Toch is er ook voor satelliet gebruik enige marge nodig. Denk aan de versterking van de gebruikte LNB, lengte van de toevoerkabel(damping), grootte van de schotel enz. Bij het ontwerpen van de Monterey ontvanger is gekozen voor een auto-

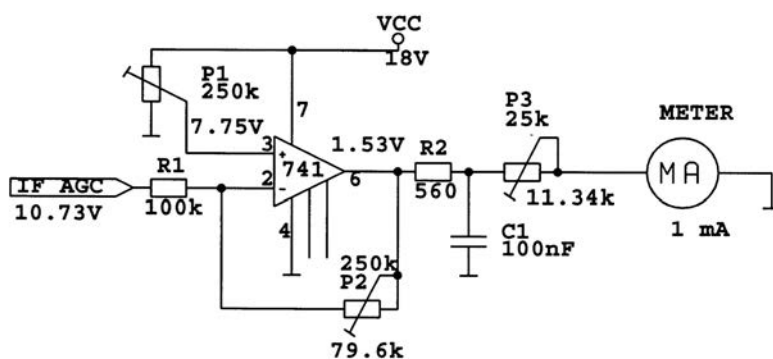


Fig.3

tiometer (VR101) located at the rear of the receiver. This adjustment can prevent signals from overloading the receiver when a short cable is used or in the presence of a long cable it can be used to optimize the received signal quality.

For amateur TV use an analogue meter which can be used continuously is preferred over the on-screen digital read-out. Small variations in signal strength can be observed precisely and continuously with an analogue meter and optionally the meter can be used near the antenna for optimal results.

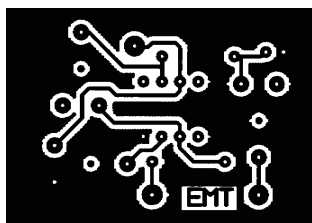
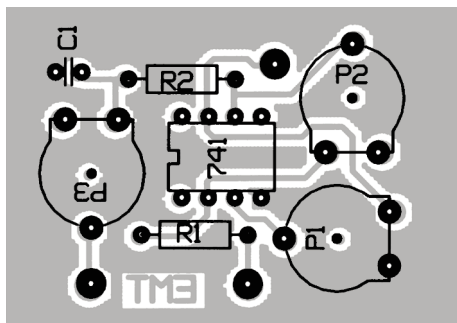


Fig.4-5

The analogue read-out is realized by means of the circuit shown in figure 3. The IF AGC-voltage is fed to the inverting input of the op-amp via R1. The inverting input is used since the voltage drops when the signal strength increases.

The noted voltage at the point where the IF AGC-voltage is applied to R1 is the DC-level which corresponds to the IF AGC-voltage when no signal is present at the RF input. The wiper of P1 is adjusted to 7.75 V. P2 must be set to 79.6 k. The output of the op-amp (pin 6) should then be at approximately 1.53 V. P3 is set to 11.34 k to feed the 1mA meter.

The values given for P1, P2 and P3 are guidelines and can be adjusted to satisfy your own preferences. The supply of the op-amp must be close to 18 V and can be obtained from the 13/18 V selection circuitry. This supply can be found at pin 3 or 4 of the Sharp A/B switch tuner - see figure 6. The few components needed for this circuit can easily be placed near the pins of the Sharp tuner (see picture). After removal of the lid the various locations are directly accessible without the need to further dismantle the unit.

For those who are interested I included a small PCB design. Figure 4 shows the copper side and figure 5 shows the components placement.

Good luck!

matische instelling van de middenfrequentversterking (IF AGC). De hoogfrequentversterking voor het ingangssignaal (tussen 950 en 1750 MHz) kan worden geoptimaliseerd door middel van een instelpotmeter aan de achterzijde van de ontvanger. (VR101) en is bedoeld om te voorkomen dat enerzijds de ontvanger bij een korte kabellengte naar de LNB wordt overstuurd of anderzijds bij een zeer lange kabel te weinig versterking overblijft om een zwak signaal optimaal te detecteren.

Voor ATV gebruik zou in plaats van de digitale 'on screen' uitlezing een externe analoge aanduiding wenselijker zijn.

Continue uitlezing van de signaalsterkte, maxima zijn veel beter af te lezen, mogelijkheid het aanwijsinstrument mee te nemen in de antennemast om bijvoorbeeld een schotel optimaal af te regelen enz.

De analoge uitlezing werd gerealiseerd met de in figuur 3 getoonde schakeling. De middenfrequent AGC-spanning (IF AGC) wordt via R1 aan de inverterende ingang van de 741 toegevoerd, omdat de AGC-spanning daalt bij een toenemende signaalsterkte.

De aangegeven spanning op het punt waar de IF AGC spanning aan R1 wordt aangeboden is de gemeten DC-waarde bij afwezigheid van signaal. De loper van de spanningsdelers P1 is ingesteld op 7.75 V en P2 is vooraf ingesteld op een waarde van 79.6 k. Aan de uitgang van de 741 (pin 6) is een DC-spanning van 1.53 V gemeten. P3 is ingesteld op een waarde van 11.34 k voor de 1 mA meter.



Fig.6
Connections Sharp tuner

De voorgestelde instellingen voor P1,P2 en P3 moeten worden beschouwd als richtwaarden en kunnen zo nodig naar eigen behoefte worden aangepast. De voedingsspanning voor de 741 moet circa 18 V zijn en is in de ontvanger bijvoorbeeld beschikbaar vanuit de 13/18 V schakeling. Deze spanning is dan meetbaar aan pin 3 of pin 4 van de Sharp A/B switch tuner (zie ook figuur 6).

De weinige onderdelen vinden makkelijk een plaatsje bij de aansluitingen van de Sharp tuner (zie foto).Na het verwijderen van de kastdeksel zijn de diverse aansluitingen direct bereikbaar, zodat er verder niets in de ontvanger hoeft te worden gedemonteerd.

Voor de liefhebbers ontwierp ik nog een printje. Zie figuur 4 voor de sporenzijde en figuur 5 voor de componentenopstelling.

Succes!



Digital Video Broadcast

In the third issue of 2000 we already presented you the developments of the Digital Video transmission experiments by the German DATV group. That issue described the need to improve our spectrum efficiency in our near future by investigating the usage of advanced digital modulation techniques in our hobby. It is a fact nowadays that our spectrum becomes overloaded. ATV is a very popular transmission mode and the 23cm band is currently a typical example where a lot of users exist in a relative small frequency segment. Besides that we as amateurs all feel the need to transmit a signal that is as perfect as possible. We are already experiencing this with the extensive usage of digital audio transmission standards like NICAM or PCM. Shouldn't it be delightful if we could use a digital transmission standard for our video signals?

In the upcoming articles we want to give you more insight in the world of digital transmission. This will be done with a more or less theoretical description of the different modulation techniques and the inherent problems. We think that some severe knowledge must be present among us when we want to apply digital video transmissions in our future.

Beside that we will discuss some of the different professional standards that currently exists for digital video broadcasting (DVB-S, DVB-C and DVB-T) and the possibility for using these standards for amateur purposes.

If possible we will extend our discussion with some practical examples.

In de derde editie van dit blad in 2000 hebben wij al een introductie gegeven over de ontwikkelingen op het gebied van digitale video transmissie experimenten door de Duitse DATV groep. In dat deel werd de noodzaak beschreven om in de toekomst efficiënter om te gaan met het steeds schaarser wordende frequentiespectrum door toepassing van digitale modulatie-technieken. Het is immers een feit dat de frequenties steeds meer overbezet raken. ATV is de laatste jaren zeer populair geworden en de 23cm band is typisch een voorbeeld waar een groot aantal gebruikers in een vrij krappe band opereren. Buiten het probleem van overbezetting krijgen we overigens steeds meer de drang om perfecte signalen over te dragen. Dit is binnen het ATV wereldje al aangetoond met de enorme belangstelling van digitale audio transmissie zoals NICAM of Puls Code Modulatie (PCM). Zou het niet een enorme kick zijn als we ook nog een digitale transmissie standaard zouden kunnen toepassen voor onze video beelden?

We willen met een reeks artikelen waarvan dit het begin is meer inzicht geven in de wereld van digitale transmissie. Dit zal worden gedaan aan de hand van een theoretische beschrijving van de huidige digitale modulatie-technieken en de inherente problematiek die dit met zich meebrengt. Indien wij als amateurs in de nabije toekomst steeds meer geconfronteerd gaan worden met het toepassen van digitale transmissie technieken

Digital Communication theory

Let's start our discussions with the theory of digital modulation schemes. Until now ATV amateurs have been using two types of analog modulation schemes, first AM and later this turned out to be FM. With the upcoming transmissions from television satellites a new standard was settled in ATV. The difficult AM transmitters made place for simple FM transmitters. Unfortunately this new standard led to a wider occupied bandwidth but this problem was solved by the usage of the rather unexplored 23cm band. People saw another advantage of this modulation scheme because they could use satellite indoor units for the receiver part of their amateur television station. Besides that the quality of the transmissions had a far better performance with respect to the ones with the regular AM transmitters.

Let us first recapitulate the differences between AM and FM.

As most of us should know, with AM the information to be transmitted is represented as amplitude information on the RF carrier. With FM however this information is represented by variation of the carrier frequency.

Digital modulation schemes can be distinguished from these analog modulation techniques by the fact that information to be sent is converted to a phase and sometimes also amplitude of the RF carrier. In analogy with mathematics the phase and amplitude of the carrier with frequency ω_c can be projected as a mathematical vector in a polar diagram (Figure 1). I recall this analogy with mathematics because it gives us more insight in the architectures of modern digital transmitters and receivers, as you will see later.

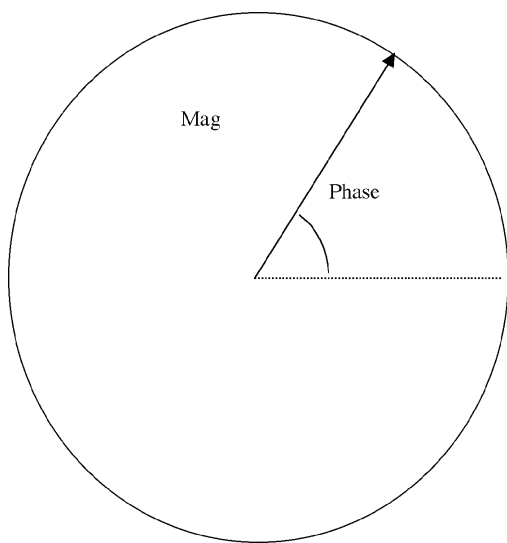


Figure 1
Polar Diagram representing Magnitude and phase information.

I/Q modulation

So just think about the fact that the vector represents a RF carrier with frequency ω_c which has a certain output power (= amplitude of the vector) and a certain phase (angle of the vector). Now let's for example assume a RF carrier with a constant output power and a phase angle which varies between 0 and 360 degrees. This situation could be projected on our polar diagram as a vector with a constant length (amplitude) which follows the trajectory of a circle. See figure 1. In digital communication theory this polar diagram is represented in rectangular form and the RF signal amplitude's and phase's are represented by "I and Q coordinates" (Figure 2).

binnen onze hobby dan zal enige gedegen achtergrond kennis onmisbaar zijn. Tevens zullen we in deze reeks ingaan op enkele professionele standaarden die op dit moment toegepast worden voor "digital video broadcasting" (DVB-S, DVB-C en DVB-T) en de mogelijkheden om een van deze standaarden misschien in de toekomst te gebruiken voor amateur doeleinden. Indien mogelijk zullen we onze discussies aanvullen met enkele praktijkvoorbeelden.

Digitale Communicatie theorie

We starten het betoog met de introductie tot digitale modulatie vormen. Tot nu toe is er binnen het ATV wereldje slechts gebruik gemaakt van twee klassieke analoge modulatie vormen. Dit is oorspronkelijk begonnen met AM en later met FM. Dankzij de opkomende uitzendingen via televisie satellieten was er een nieuwe standaard binnen het ATV wereldje bepaald.

De lastige AM zenders maakten plaats voor het veel simpeler toe te passen FM. Helaas ging dat allemaal wel ten koste van een veel grotere bandbreedte maar dit probleem was grotendeels opgelost door uit te wijken naar de op dat moment weinig gebruikte 23cm band. Amateurs zagen een extra voordeel van deze modulatievorm omdat ze gebruik konden gaan maken van commerciële satelliet ontvanger indoor units aan ontvangstzijde. Tevens waren de uitzendingen in de meeste gevallen van veel betere kwaliteit dan in het geval van de AM zenders.

Laten we eerst de verschillen recapituleren met betrekking tot AM en FM. Zoals de meesten onder ons zouden behoren te weten is bij AM de informatie versleuteld in de amplitude van de draaggolf. Met FM daarentegen wordt dit bewerkstelligd door variatie van de draaggolf frequentie.

Bij digitale modulatie vormen wordt de informatie die we willen overbrengen versleuteld in een fase en vaak ook amplitude stand van de hoogfrequent draaggolf. We kunnen dit wiskundig uitdrukken als een vector geprojecteerd in een polair diagram (Figuur 1). Ik wil deze analogie met een wiskundige vector benadrukken omdat de wiskundig equivalente beschrijving van een draaggolf met frequentie ω_c een handig hulpmiddel is in het verkrijgen van inzicht in moderne digitale zenders en ontvangers.

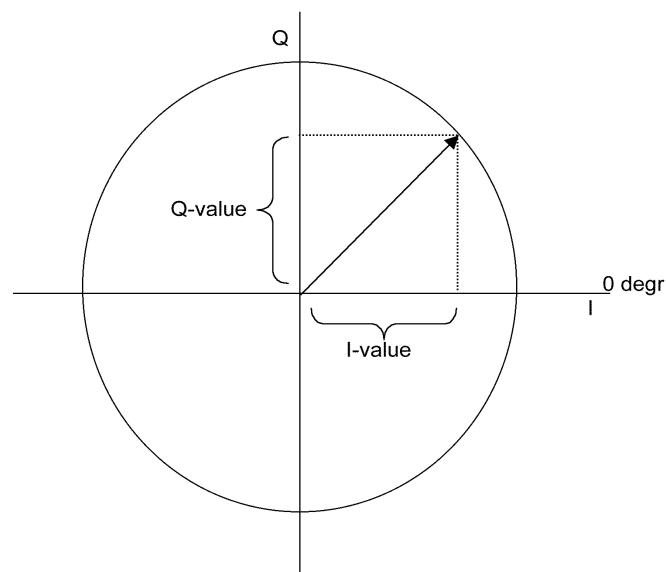


Figure 2
Polar Diagram represented in I/Q plane

I/Q modulatie

Stel de eerder geschetste vector voor als de projectie van een hoogfrequente draaggolf met frequentie ω_c , een bepaalde

The result is expressed in terms of I and Q where the signal vector's projection onto the I axis lies on the zero degree reference (therefore called as 'In phase' component) whereupon the projection onto the Q axis lies on the 90 degrees shifted phase reference ('Quadrature component'). The phase and amplitude information of the signal $S(t)$ (our vector) with a carrier frequency ω_c is therefore expressed in terms of I and Q by the following equation:

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + Q(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \quad \dots\dots(1).$$

Remark the relationship between $\cos(\omega_c \cdot t)$ and $\sin(\omega_c \cdot t)$ which is 90 degrees.

This important relationship leads us to the basic topology of a digital modulator or demodulator, which is shown in figure 3.

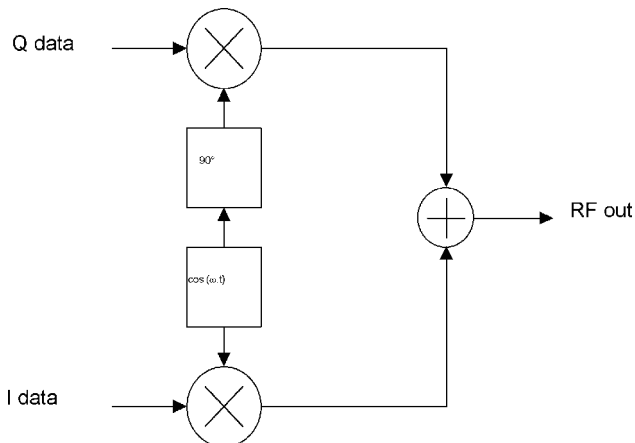


Figure 3
Basic architecture of I/Q modulator

For the transmitter situation I and Q data is applied at the inputs of two different mixers that are driven by a local oscillator (or RF carrier) frequency of ω_c . As can be seen in figure 3. the local oscillator is shifted by 90 degrees before it drives the mixer for the Q path. The mixers form the multiplication of the terms given in equation 1.

Nearly every digital modulator or demodulator is based on this principle. The data to be sent has to be coded into I/Q pairs before it is fed to an I/Q modulator. It should be clear that most of these architectures are build with digital logic or ASIC's or sometimes also programmed in DSP's. This can be called a major advantage of digital (de)modulators.

Overview of digital modulation schemes

The I/Q modulator has the advantage that it is capable to produce all the modulation schemes. Examples of these are MSK, GMSK, FSK, GFSK, BPSK, QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM and 256QAM.

Let us first discuss the simple digital modulation schemes like BPSK and QPSK. With BPSK (Bi Phase Shift Keying) only two phase states are defined. A logic '0' represents one phase state whereas a logic '1' represents the other phase state. In digital communications we call a phase state or 'constellation point' a Symbol. BPSK represents one bit per symbol. QPSK is a scheme where four different phase states are defined. These four different phase states have to be mapped to '0's en '1's. This is accomplished by representing every phase state (symbol) as a combination of two bits. So with QPSK every symbol contains two bits and is therefore more spectrum efficient as BPSK. Figure 4 shows BPSK and QPSK in the I/Q diagram. The lines in the diagram show the different trajectories the carrier can fol-

amplitude en een bepaalde fasestand op een willekeurig tijdstip t .

Laten we nu eens aannemen dat deze draaggolf een constante amplitude heeft gedurende alle tijdstippen maar wel met een fase die als functie van de tijd varieert tussen 0 en 360 graden. Deze situatie is wiskundig gezien te projecteren in het polaire diagram als een vector met een constante lengte (amplitude) welke het traject van een cirkel beschrijft zoals in figuur 1 is weergegeven. In de digitale communicatie theorie wordt het polaire diagram beschreven in rechthoekige coördinaten vorm en is dan gebruikelijk om de fase en amplitude standen van de hoogfrequent draaggolf uit te drukken in I en Q coördinaten (zie figuur 2).

Het resultaat is uitgedrukt in termen van I en Q waarbij de projectie van de vector op de I-as overeenkomt met de nul graden referentie as (ookwel In fase component genoemd). De projectie van de vector op de Q as ligt op een 90 graden verdraaide versie van de nul graden referentie as (en daarom ookwel aangeduid als Quadratuur component). Hiermee wordt duidelijk aan de hand van wat simpele goniometrie hoe de fase en amplitude informatie van een hoogfrequente draaggolf $S(t)$ (de vector) met een frequentie ω_c uitgedrukt kan worden in termen van I en Q door middel van de volgende vergelijking :

$$S(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + Q(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \quad \dots\dots(1).$$

De termen $\cos(\omega_c \cdot t)$ en $\sin(\omega_c \cdot t)$ zijn 90 graden ten opzichte van elkaar verschoven. Deze belangrijke relatie brengt ons daarmee tot de basis topologie van een digitale modulator of demodulator die daarmee direct uit deze vergelijking te verklaren is. Dit resultaat is in figuur 3 weergegeven.

In het geval van een modulator worden de I en Q datapaden aangeboden aan de ingangen van twee mixers welke aangestuurd worden door een lokale oscillator met frequentie ω_c . Zoals in de figuur zichtbaar is wordt het LO signaal via een 90 fasedraaier aan de mixer in het Q pad aangestuurd. De mixers vormen de vermenigvuldigers voor respectievelijk de cos en sin termen met het I en het Q signaal in vergelijking 1.

Nagenoeg iedere digitale modulator of demodulator berust op dit basisprincipe. De te versturen datastroom zal dus eerst gecodeerd moeten worden in een I en een Q paar voordat het aan een I/Q modulator wordt aangeboden. Het zal eveneens wel duidelijk zijn dat deze (de)modulator structuren meestal opgebouwd worden met digitale logica of ASIC's (Application Specific Integrated Circuits) en soms zelfs door middel van software in DSP's. Dit kan worden aangemerkt als een voordeel van digitale (de)modulatoren.

Samenvatting van digitale modulatie vormen

De hiervoor genoemde I/Q modulator heeft het grote voordeel dat deze geschikt is om nagenoeg elke modulatievorm te kunnen produceren. Voorbeelden daarvan zijn MSK, GMSK, FSK, GFSK, BPSK, QPSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM en 256QAM.

We zullen beginnen met de simpele digitale modulatievormen als BPSK en QPSK. Met BPSK (Bi Phase Shift Keying) zijn slechts twee fase standen van de draaggolf gedefinieerd. Een logische '0' geeft de ene fase toestand weer terwijl een logische '1' de andere toestand weergeeft. In de digitale communicatie theorie noemen we zo'n fase stand ofwel "constellatie punt" een Symbool. BPSK bevat 1 bit per symbool. QPSK is een modulatievorm waarbij vier verschillende fase standen zijn gedefinieerd. Vier toestanden kunnen met twee bits weergegeven worden. Dus QPSK bevat dus 2 bits per symbool. Om deze reden is QPSK twee maal zo spectrum efficient als BPSK. Figuur 4 toont een weergave van BPSK en QPSK in het I/Q diagram. De lijnen in het diagram (duidelijk zichtbaar in het QPSK plaatje) geven de verschillende trajecten weer die de carrier moet volgen om

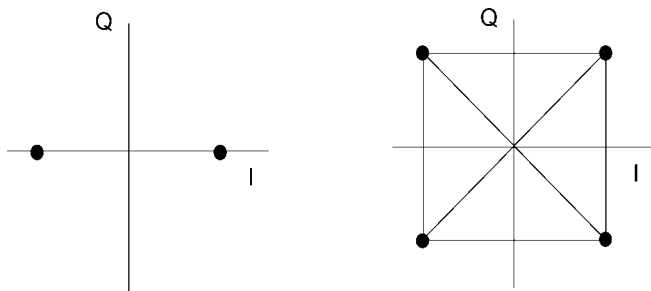


Figure 4
BPSK (Left) and QPSK (Right) in the I/Q diagram

low when a change occurs from one symbol to another one.

QPSK is used for NICAM audio and also for DVB-S. DVB-S stands for Digital Video Broadcasting-Satellite. Therefore QPSK is particularly interesting for hobby purposes.

A better spectrum efficiency can be established by using a higher order modulation scheme like 16, 32, 64 or even 256 QAM (8 bits per symbols). Unlike QPSK or BPSK these modulation schemes also contain amplitude information beside the phase states. The sixteen phase states with 16QAM can be represented with four bits. Five bits per symbol are needed for 64QAM whereas 256QAM needs eight bits per symbol. The transmission rate of a digital communication system, or number of symbols per time unit, is expressed as the Symbolrate (also known as baudrate). The Symbolrate times the amount of bits per symbol is called the bitrate. As you can see, the higher the number of bits per symbol the higher the spectrum efficiency. However the higher order modulation schemes involves more complexity and they are more susceptible to transmission errors caused by noise and distortion. The latter problem is in practice partly solved by the usage of forward error correction. QAM is used for DVB-C (Digital Video Broadcasting-Cable) and could also be interesting for hobby purposes because of the availability of components used in cable modems and the availability of set-top boxes. Figure 5 shows the constellation diagram of 16QAM. The difference between the vector diagram and the constellation diagram is the fact that just the phase and amplitude information of the carrier is being displayed at the discrete symbol times. In fact that are the only interesting moments where information is relevant.

Our introduction to digital modulation types will be concluded

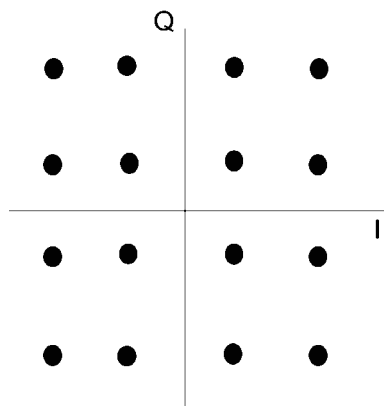


Figure 5
Constellation diagram of 16 QAM

van het ene constellatie punt (symbool) naar het andere te komen.

QPSK wordt ondermeer toegepast bij NICAM (en wel een differentieel gecodeerde vorm DQPSK om precies te zijn) maar ook in DVB-S. DVB-S staat voor 'Digital Video Broadcasting-Satellite'. Daarom is QPSK ook wel erg aantrekkelijk voor hobby toepassingen.

Een nog betere spectrum efficiency kan bereikt worden door middel van een nog hogere orde modulatievorm. Dat wordt gedaan door symbolen voor te stellen voor combinaties van nog meer bits. Uiteraard neemt dan het aantal toestanden toe. Voorbeelden daarvan zijn bv. 16, 32, 64 en zelfs 256 QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Om dit groter aantal toestanden mogelijk te maken wordt buiten de fase ook nog eens de amplitude van de draaggolf gemoduleerd. De zestien toestanden van 16QAM worden gerealiseerd met combinaties van 4 bits. Vijf bits per symbool zijn nodig voor 64QAM terwijl 256QAM 8 bits per symbool (fase/amplitude stand) nodig heeft. De transmissie snelheid van een digitale modulatievorm, ofwel het aantal symbolen per tijdseenheid, wordt de symbolrate genoemd. De symbolrate wordt soms ook wel als baudrate aangeduid. De symbolrate vermenigvuldigd met het aantal bits dat nodig is voor de codering van 1 symbool levert uiteindelijk de bitsnelheid op. Zoals je hieruit ziet, hoe hoger het aantal bits per symbool desto hoger de spectrum efficiency. Daarentegen vergen de hogere orde modulatievormen wel een grotere complexiteit op en zijn ze gevoeliger voor transmissiefouten veroorzaakt door ruis en vervorming. Deze problemen kunnen gedeeltelijk opgelost worden door het toepassen van Forward Error Correctie (FEC). QAM wordt toegepast bij DVB-C (Digital Video Broadcasting-Cable) en kan eveneens interessant zijn voor hobby toepassingen dankzij de verkrijgbaarheid van componenten die gebruikt worden in kabel modems en de verkrijgbaarheid van kabel set-top boxes. Figuur 5 toont het constellatie diagram van 16 QAM. Het verschil met het vector diagram en het constellatie diagram is het feit dat slechts de fase en amplitude informatie van de draaggolf is weergegeven op de zogenaamde symbooltijden. Dit zijn immers de enige momenten waarop de informatie van de draaggolf van belang is. Zie het als een belichting van het vector diagram met behulp van een stroboscoop die knippert met de snelheid van de symbolrate. In dat geval zie je dus slechts de symboolpunten zelf.

De introductie tot digitale modulatie technieken zal worden besloten met FSK, GFSK, MSK en GMSK. Met name MSK en GMSK zijn zeer interessant en noemenswaardig. Alle vier genoemde modulatievormen onderscheiden zich van de vorige modulatievormen door middel van het feit dat ze geen amplitude variaties ondergaan. Het zijn zogenaamde 'constant envelope' modulatievormen. Dit heeft het voordeel dat niet-lineariteiten in het signaal pad ongewenste neven effecten op het modulaat tweeegebrengt zoals bijvoorbeeld 'spectral regrowth'. Het begrip 'spectral regrowth' zal in een volgende deel uitgelegd worden. Deze modulatievormen kunnen daarom toegepast worden samen met minder lineaire en daardoor meer efficiënte versterkers zoals bv. Klasse C eindtrappen. Bij FSK wordt de frequentie van de draaggolf verschoven aan de hand van de over te brengen data. Zo'n frequentie verschuiving wordt in het I/Q diagram waargenomen als een ronddraaiende vector. Hoe groter de frequentie verschuiving ten opzichte van de rust-situatie desto harder deze vector ronddraait in het diagram. De richting waarin de vector ronddraait wordt bepaald door een positieve of negatieve frequentieshift ten opzichte van de center frequentie. FSK is relatief spectrum inefficiënt. Een betere efficiency ontstaat door de data eerst te filteren met behulp van een Gaussisch filter. In dat geval ontstaat GFSK, een modulatievorm die in DECT (Digital European Cordless Telephone) wordt toegepast. Een speciale variant van FSK is MSK (Minimum Shift Keying). Bij Minimum Shift Keying is de frequentie shift (devia-

with FSK, GFSK, MSK and GMSK. Particularly the MSK and GMSK types are very interesting to mention. All of these four can be distinguished from the previous modulation types by the fact that these signals do not contain any amplitude variations of the carrier. This has the main advantage that non-linearities in the signal path doesn't introduce unwanted side effects like for example 'spectral regrowth' which will be discussed later. These modulation types can therefore be used with more efficient and less linear amplifiers. FSK stands for Frequency Shift Keying. With FSK the carrier frequency is shifted as a function of the data being transmitted. A frequency shift is observed in the I/Q diagram as a rotating vector. The greater the frequency shift the faster the vector rotates. The direction of the rotating vector in the I/Q diagram is determined by a positive or negative shift of the carrier frequency with respect to its center frequency. FSK is a relative spectrum inefficient modulation type. A better spectrum efficiency of FSK is established when data is passed through a Gaussian filter before modulation. GFSK is used in the Digital European Cordless Telephone (DECT) standard. A special case of FSK is MSK (Minimum Shift Keying). With minimum shift keying the deviation is chosen in a manner that a positive or negative frequency shift is resulting in a phase shift of plus or minus 90 degrees. A filtered version of MSK, called GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), is used in the GSM system. MSK and GMSK have the advantage that its spectrum efficiency is nearly equal to that of QPSK. The advantage of MSK prior to QPSK is the fact that it can be used with non-linear amplifiers, which simplifies the requirements of the system. At last it should be noted that MSK could be created by using a VCO instead of an I/Q modulator which can be an advantage. It should be clear that the deviation must be accurate in that case in order to generate repeatable phase shifts of 90 degrees.

Filtering

In the previous examples we've roughly discussed the different digital modulation types. Besides the case of GFSK and GMSK all the modulation types discussed before were unfiltered theoretical examples. In practice this will lead to the problem of a very wide occupied bandwidth of the transmitted signal. The sharp transitions from one to another state results to high sidelobes in the transmitted frequency spectrum. This is definitely not the preferred case. Therefore filtering of the I and Q data is needed before it is modulated. The filtering removes the sharp transitions in the I and Q data which results in a better frequency spectrum. As an example a filtered and an unfiltered QPSK spectrum is given in figure 6 as simulated with Advanced Design System 1.5 from Agilent. As these pictures show it is very important that the I and Q datapaths need to be filtered before I/Q modulation. At the

tie) zo laag gekozen dat een positieve of negatieve frequentieshift overeenkomt met een fasesprong van resp. +90 en -90 graden in het vector diagram. Een gefilterde variant hierop is weer GMSK (Gaussian Minimum Shift keying) welke bijna net zo spectrum efficient is als QPSK. GMSK wordt toegepast in het GSM mobiele telefonie systeem. Het voordeel van GMSK ten opzichte van QPSK is het feit dat het gebruikt kan worden met niet-lineaire versterkers en daardoor de eisen aan het systeem vereenvoudigd. Tevens kunnen deze modulatievormen gecreëerd worden met behulp van een VCO in plaats van een toch wel ingewikkelde I/Q modulator. In het geval van MSK is dan wel een exacte frequentie deviatie noodzakelijk om de fasesprongen van 90 graden goed te reproduceren.

Filtering

In het voorgaande zijn de verschillende digitale modulatievormen globaal beschreven. Buiten de gevallen als GFSK en MSK waren alle besproken modulatievormen zuiver theoretisch en dus voorbeelden van ongefilterde modulatievormen. In de praktijk betekent dit dat er een probleem ontstaat met betrekking tot een zeer brede bandbreedte. De scherpe overgangen van de ene toestand naar de andere resulteert in zijlobben in het uitgezonden frequentiespectrum. Dit is uiteraard geen wenselijke situatie. Om deze reden wordt het I en Q datapad eerst gefilterd waardoor de scherpe overgangen verwijderd worden wat resulteert in een smaller frequentie spectrum. Om het verschil in performance duidelijk te maken is in figuur 6 een voorbeeld gegeven van een ongefilterd theoretisch QPSK spectrum alsmede dat van een gefilterde versie waarbij het I en Q pad een vorm van filtering hebben ondergaan. De plaatjes zijn voor het gemak gesimuleerd met behulp van Agilent's Advanced Design System 1.5.

Zoals deze plaatjes weergeven is het zeer belangrijk dat het I en Q signaal van tevoren gefilterd worden. Tegelijkertijd is het van groot belang dat deze filtering op de juiste manier wordt uitgevoerd. Indien dit niet op de juiste manier wordt gedaan dan treedt een fenomeen op wat bekend staat als "Inter Symbol Interference", kortweg ISI genoemd. ISI degradeert de systeem performance en resulteert dus in lagere bit error rates, met name bij lagere signaal-ruisverhoudingen. Inter Symbol Interference is het effect dat ieder symbool wat wordt uitgezonden invloed uitoefent op naburige symbolen, dus letterlijk interferentie. Om de oorzaak van dit probleem duidelijk te maken is enige basis kennis over filters noodzakelijk :

De meesten van ons zijn bekend met de zogenaamde frequentie domein beschrijving van filters. Een filter kan worden beschreven in het frequentie domein met behulp van een

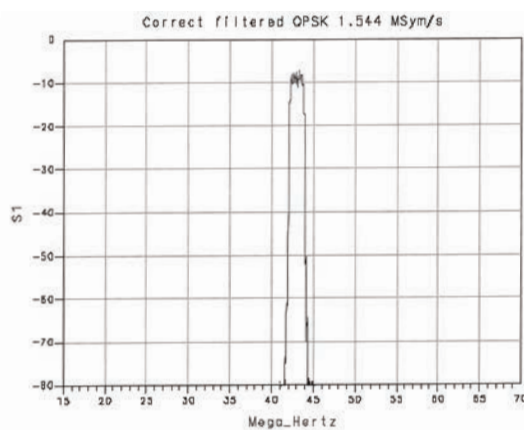
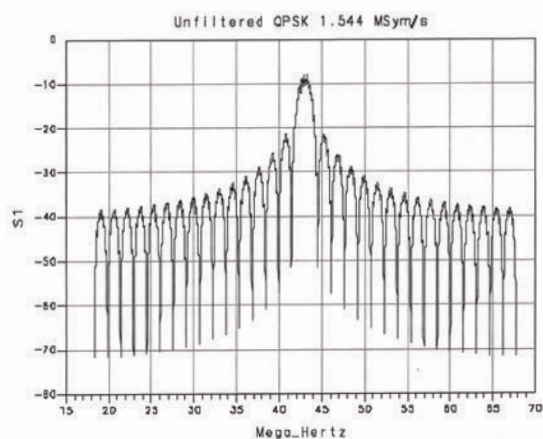


Figure 6a and b
Spectrum of unfiltered QPSK (left) and filtered QPSK $a=0.15$, 1.544 Msym/s (right).

same time it is important to know that this filtering needs to be done correctly. Incorrect filtering leads to a phenomenon known as "Inter Symbol Interference" which will degrade the overall transmission performance and thus worsen bit error rates. Inter Symbol Interference is the effect that each symbol affects others around that symbols. To explain ISI some basic knowledge about filtering is needed.

Most of us are familiar with the frequency domain characterization of filters. A filter specification can be described in the frequency domain by an amplitude response and a phase response vs. frequency. In that case the amplitude and phase response is evaluated for frequencies from DC to infinity.

Another way to specify a filter response is by doing so in the time domain instead of the frequency domain. In analogy with the frequency sweep from DC to infinity this time domain response can be evaluated by feeding the filter input with a so called 'unit impulse'. This impulse is characterized by infinite amplitude and a zero width. The mathematical description of such an impulse is called a 'delta Dirac function'. The result at the output of the filter will be a time varying signal called the 'impulse response' of the filter. In other words, the impulse

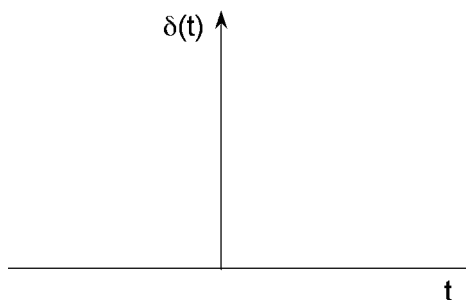


Figure 7a and b

Dirac delta function at input of filter (a) results in an impulse response at the output (b)

response of the filter describes the characteristics of the filter. In digital communications a special type of filter is used for I/Q shaping to prevent excessive occupied bandwidth of the transmitted spectrum. These type of filters are generally known as Nyquist filters. A more widely used class of Nyquist filters are the 'raised cosine filters'. These types of filters have the property that their impulse response have their zero crossings at the symbol frequency. The latter property results in zero intersymbol interference because responses due to other symbols equals zero at the symbol times (the decision times). This effect is visualized in figure 8 with the representation of two impulse responses of a raised cosine filter which are shifted in time by two symboltimes. The discrete symboltimes are given by $t_1 \dots t_{12}$. These two responses are originated by the transmission of two separate symbols. If we just look at the discrete timesteps $t_1 \dots t_{12}$ in this figure then we can see that the resultant output (addition of the two responses) just gives an amplitude unequal zero at timesteps t_5 and t_7 (the transmitted symbols). At all other discrete timesteps the resultant output equals zero and thus zero ISI for this type of filter. It is also clear that this statement isn't true for all other times between the different symboltimes, so there exists ISI between the symboltimes. However these times aren't relevant in an digital receiver because the values of the received signal are just sampled at the discrete symboltimes $t_1 \dots t_{12}$.

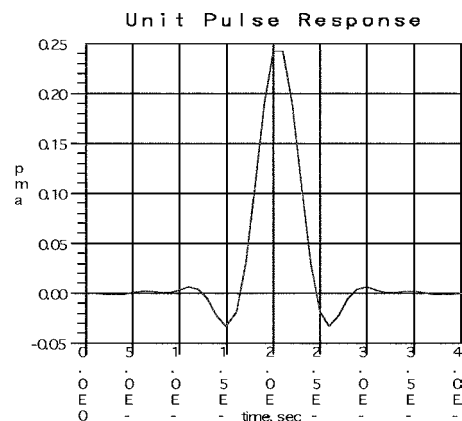
It should be clear now that Inter Symbol Interference degrades the performance of the system because the symbols get blur-

amplitude en fase karakteristiek ookwel het Bode diagram genoemd. In dat geval wordt dus de amplitude en fase overdracht als functie van toenemende frequentie weergegeven.

Een andere manier, die bij velen minder bekend zal zijn, is de beschrijving in het tijddomein. Geheel analoog aan de frequentie sweep van DC tot oneindig in het frequentiedomein kan de tijddomein responsie van een filter bepaald worden door het filter aan te sturen met behulp van een zogenaamde "eenheids puls". Deze puls is op zodanige wijze gedefinieerd dat deze gekenmerkt wordt door een oneindige amplitude en een oneindig kleine breedte. Tevens moet in dat geval gelden dat de oppervlakte (lengte x breedte) van deze puls gelijk is aan 1.

De wiskundige beschrijving van zo'n eenheidspuls is beschreven als een "delta Dirac functie". Het resultaat aan de uitgang van het filter indien deze aangestuurd wordt door zo'n Dirac puls is een in de tijd variërende responsie, ookwel de "impuls responsie" van het filter genoemd. Zo'n responsie ziet er als een uitgeslingerde versie van de zeer steile ingangspuls uit. Met andere woorden : de impuls responsie van een filter bepaald de eigenschappen van het filter.

In de digitale communicatie wereld wordt een speciaal type fil-



ter toegepast voor het filteren (shapen) van het I en Q signaal om daarmee uiteindelijk de bandbreedte te begrenzen. Deze typen filters vallen onder de naam Nyquist filters. Een variant van deze Nyquist filters staat zeer bekend als het zogenaamde "raised cosine" filter. Deze filters hebben de bijzondere eigenschap dat de nuldoorgangen van hun impulsresponsies samenvallen met de Symbool frequentie (Symbol rate). Deze belangrijke eigenschap leidt tot nul ISI omdat responsies veroorzaakt door andere symbolen gelijk aan nul zijn op de relevante symbooltijden (de beslissings momenten waarop bepaald wordt wat de waarde van een symbool moet zijn). Dit effect is grafisch weergegeven in figuur 8 door middel van een projectie van twee impulsresponsies veroorzaakt door een raised cosine filter welke wordt aangestuurd door twee symbolen. Voor het gemak zijn deze symbolen twee symboolperioden ten opzichte van elkaar verschoven. De discrete symboolmomenten zijn weergegeven met behulp van $t_1 \dots t_{12}$. In deze figuur kunnen we zien dat het resultaat van de twee responsies op de discrete tijdstippen gelijk is aan nul behalve op de tijdstippen t_5 en t_7 .

De waarden op deze twee tijdstippen vormen de waarden van de twee uit te zenden symbolen. Dus hier is duidelijk te zien dat op alle andere discrete tijdstippen de resultante gelijk is aan nul en dus geen ISI voor dit type filter. Het valt ook op dat deze conclusie onjuist is voor de tijdstippen tussen de discrete symbooltijden in. Er treedt dus wel ISI op tussen de symboolmomenten. Echter deze tijden zijn voor een digitaal communicatiesysteem niet relevant. We zijn slechts geïnteresseerd in de infor-

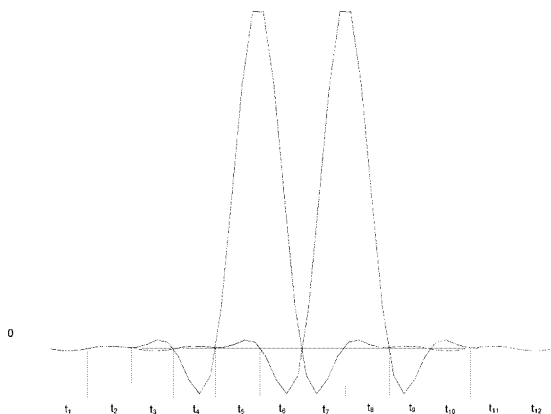


Figure 8
Visualization of zero ISI at the symbol times

red.

Raised cosine filters owe their names from the slope of the frequency domain characteristic which follows the shape of a part of a cosine function. A major parameter of a raised cosine filter is the excessive bandwidth factor or also rolloff factor known as α (alpha). This factor indicates the excessive bandwidth of a digital modulated signal. So the total occupied bandwidth of a digital modulated signal is determined by the bandwidth of the main lobe multiplied by a factor $(1+\alpha)$. The factor α is a value between 0 and 1. In some cases it is expressed as a percentage (0 – 100%). The value of alpha defines the occupied bandwidth of the signal. The smaller the alpha, the smaller the excessive bandwidth. However this is all realized at the cost of more overshoot. This overshoot results in larger peak envelope powers of the modulated signal and therefore the need for more linear and bigger amplifiers. More on that will be discussed in a next issue of this article. In most digital communication systems the raised cosine is split in two pieces over a transmitter and a receiver. In that case the types of both the filters at transmitter and receiver side are root raised cosine filters. Root raised cosine times root raised cosine gives again the raised cosine filter. In these cases we are speaking of so called matched filters.

In practice the raised cosine filters are realized with digital filter structures like FIR filters. This has the advantage that the filter characteristics or impulse responses of these filters are easily reproduced. This will not be the case with an analog version of this type of filter. Another advantage is that the filtering is taking place at the baseband I and Q signals.

In the analog world it is a tradition to apply filtering at the RF spectrum level. In the digital communication world this will mostly lead to system performance degradation.

Therefore spectrum shaping is applied at the (I/Q) baseband level.

There are cases possible where digital modulated signals are being filtered with analog filters at RF spectrum level. In that case Surface Acoustic Wave filters are used which have the ability to introduce a very low group delay variation across the passband. However simple lumped components like for example helical filters can't be used for shaping a digital modulated signal if you want to do that job correctly.

Just for educational purposes some real life measurements have been done at the output signal of the Nicam encoder which previously has been described in this magazine. In that design the developer chose analog filtering of the Nicam QPSK carrier because of the need for simplicity of the design. Some measurements were performed with Agilent's 89600 Vector Signal

matie ten tijde van de symboolmomenten $t_1 \dots t_{12}$.

Het zal duidelijk zijn dat Inter Symbol Interference een degradatie in het transmissiepad oplevert daar symbolen onderling met elkaar interfereren. Raised Cosine filters danken hun naam aan de vorm van de helling van hun frequentie karakteristiek welke het traject doorloopt van een deel van een cosinus. Een zeer belangrijke parameter van deze typen filters welke invloed heeft op de bandbreedte van het uitgezonden spectrum is de rolloff factor α (alpha). Deze factor geeft de zogenaamde "excessive" bandbreedte van het spectrum weer. De totaal ingenomen bandbreedte van het uitgezonden digitale modulatiespectrum wordt bepaald door de bandbreedte van de hoofdlób zoals die aanwezig zou zijn bij een ongefilterd signaal vermenigvuldigd met een factor $(1 + \alpha)$. De hoofdlób van het ongefilterde signaal wordt bepaald door de symbolrate. De factor α is een waarde tussen 0 en 1. Soms wordt deze ook als een percentage aangegeven (0 – 100%). Dus de waarde van alpha van het raised cosine filter bepaald de bandbreedte van het uitgezonden frequentie spectrum. Helaas gaat dit wel gepaard met meer of minder overshoot van de carrier. Een lage alpha resulteert dus in een smaller spectrum ten koste van meer overshoot en dus een hogere peak-average verhouding van de carrier. Dit effect vereist een hogere lineariteit en ook zwaardere versterkers in het transmissie pad. Over dit effect zal in een volgend deel van deze reeks nader ingegaan worden. In de meeste communicatie systemen wordt het raised cosine filter gesplitst in een deel aan zenzijde en een deel aan ontvangtzijde. Aan beide zijden resulteert dit in een root raised cosine filter (wortel uit cosinus). Root raised x root raised = raised cosine filter. We spreken in dit geval over een gematched filter.

In de praktijk worden de raised cosine filters gerealiseerd met behulp van digitale filter structuren zoals FIR filters. Deze hebben het voordeel dat ze op eenvoudige wijze de gewenste impulsresponsie kunnen opwekken en nauwkeurig reproduceren. Dit zal zeker niet het geval zijn bij analoge filters.

Een ander voordeel van filtering in de digitale modulator is het feit dat de filtering wordt uitgevoerd op basisband niveau; de I en Q levels. In de analoge wereld is het traditie om een zenderspectrum te filteren met een analoog filter nadat de carrier reeds is gemoduleerd. Zo'n analoog filter achter het digitaal gemoduleerde signaal levert in de digitale communicatie wereld tot vervorming van het signaal en dus een degradatie in systeem performance. Een digitale versie van zo'n filter op RF level levert onpraktische filters op. Daarom wordt spectrum shaping bewerkstelligd op baseband niveau.

In die gevallen waarbij er wel met analoge filters gefilterd wordt is er gebruik gemaakt van Surface Acoustic Wave filters (SAW). Deze hebben de eigenschap van een zeer lage groupdelay in de doorlaatband. Echter simpele analoge filters zoals helical filters kunnen niet toegepast worden om het spectrum van een digitaal gemoduleerd spectrum te shapen indien het resultaat perfect moet zijn.

Slechts om voorgaande theorie te vergezellen met een stukje praktijk, zijn er enkele metingen verricht aan de uitgang van de Nicam encoder die al in een eerdere versie van dit blad is beschreven. In dat ontwerp heeft de ontwerper gekozen voor een analoge filtering van de Nicam DQPSK carrier in verband met de eenvoud van het ontwerp. Enkele metingen zijn nu verricht aan dat ontwerp met behulp van een 89600 Vector Signal Analyzer van Agilent Technologies. Het resultaat van deze meting is weergegeven in figuur 9.

Enige uitleg is noodzakelijk. De linker bovenhoek geeft het zogenaamde vector en constellatie diagram weer in een plaatje. De groene verbindingslijnen geven het traject weer dat de carrier doorloopt om van het ene naar het andere constellatiepunt

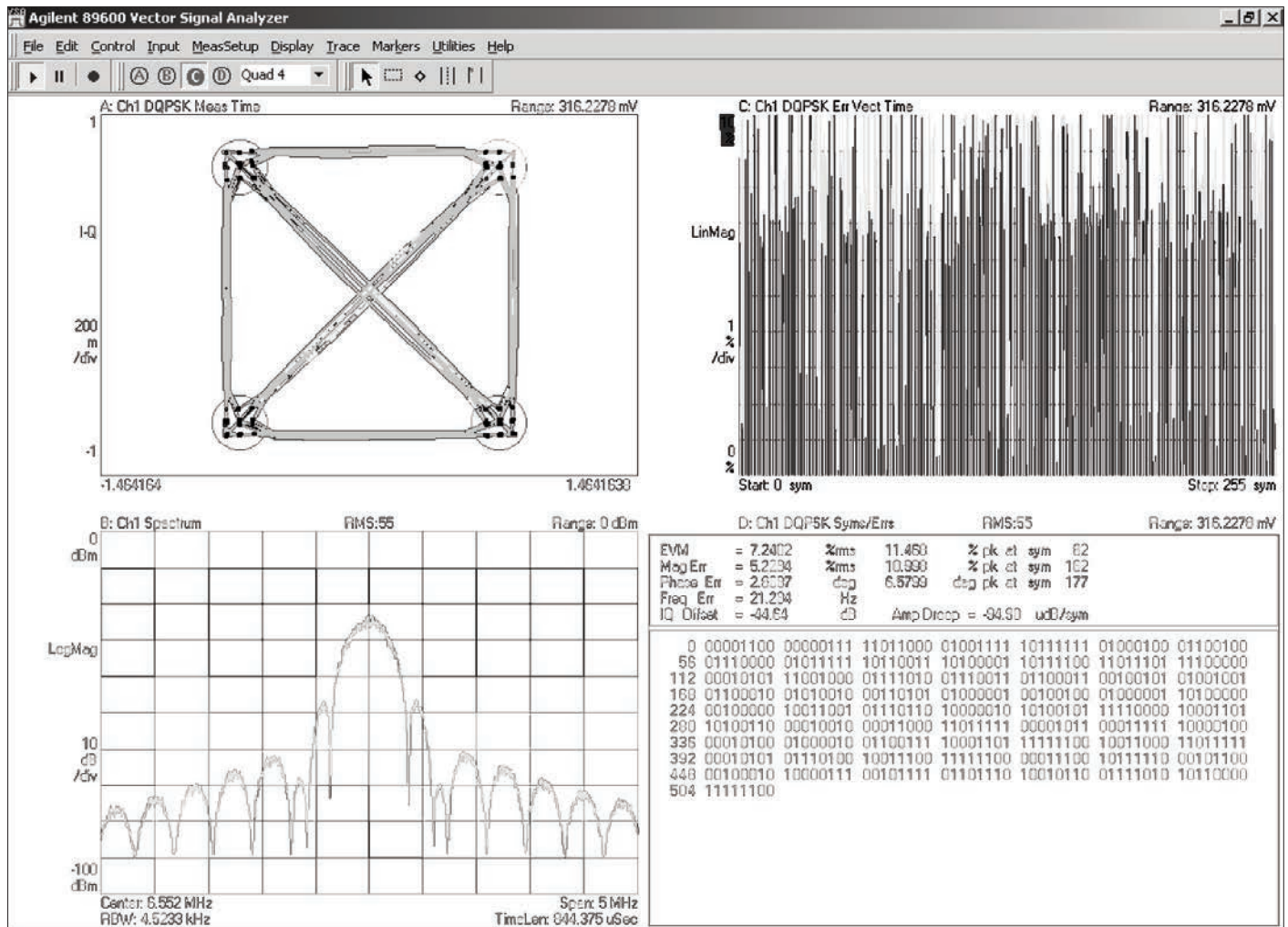


Figure 9. Constellation diagram, Frequency Spectrum and Error Vector Magnitude of the Nicam encoder as described in Repeater 1/1999.

Analyzer. The result of that measurement is given in figure 9. Some explanation is needed in this diagram. The upper left corner shows the constellation of the Nicam DQPSK carrier. The green interconnecting lines represents the trajectory of the RF carrier between the four different phase states. The red dots at the four corners represents the symbols. In fact they represent exactly the measured phase and angles at the discrete symboltimes. As you can see there are nine red dots clustered around each constellation point. This is caused by Inter Symbol Interference due to improper filtering. The Nicam encoder design uses an analog helical type filter from TOKO at the output. Although this filter does filter the spectrum a bit it is clear that this filter is far away from a nice Nyquist type of filter which wouldn't introduce ISI at the symboltimes. The upper right corner represents the Error Vector Magnitude vs. time which is a general representation for the quality of a digital modulated signal. In well dimensioned systems the value of the EVM is better than 1%. As can be seen in this diagram the EVM equals 7-8% average which could be far better. Finally we see the frequency spectrum at the lower left corner of the diagram. As can be seen there are still a large amount of side-lobes. So that could have been better also if correct filtering would have been applied.

I want to pronounce that these results should not give the suggestion that the design of the encoder is very bad. These results are just for educational purposes and from a designers point of view the choice of a low cost filter was the only logical solution at that time. A complex modulator with double FIR filters and numerical oscillator would have exceeded the complexity of a

te komen. De rode punten geven de voor ons interessante fase en amplitude informatie weer in de vorm van de eerder beschreven symbolen. Op de symboolmomenten komen deze waarden dus overeen met die van de rode punten. Zoals je kunt zien in dit diagram is in tegenstelling tot de ideale situatie van 4 punten in dit geval per constellationpunt een cluster van 9 punten aanwezig. Dit wordt veroorzaakt door Inter Symbol Interferentie welke zijn oorsprong vindt in de niet ideale filtering veroorzaakt door het TOKO helical filter. Alhoewel het filter wel enige vorm van filtering heeft is de situatie verre van het geval er juiste filtering zou zijn toegepast. Het rechter bovenste plaatje geeft de Error Vector Magnitude aan als functie van de tijd. Deze grootte is een maat voor de kwaliteit van het signaal en heeft in juist gedimensioneerde systemen een waarde beneden 1%. Zoals uit dit diagram volgt is hier een gemiddelde waarde aanwezig van 7-8% wat dus wel ietwat beter kan. Tenslotte zien we links onder een spectrum plaatje met nog een aanzienlijke hoeveelheid zijlobben zoals we al eerder tegenkwamen in het theoretische plaatje van ongefilterd QPSK in figuur 6a.

Ik wil graag benadrukken dat deze resultaten hier niet zijn weergegeven om het ontwerp van de encoder als slecht aan te merken. Deze metingen zijn slechts bedoeld als educatief hulpmiddel. Vanuit het standpunt van de ontwerper gezien was de keuze van een goedkoop filter de enige logische keuze ten tijde van het ontwikkelstadium. Een complexe modulator met dubbele FIR filters en numerieke oscillator zou de complexiteit van een enkele FPGA hebben doen ontstijgen in die tijd, om nog maar over de extra kosten te zwijgen. Buiten dat is QPSK een modulatievorm die nog relatief ongevoelig is voor transmissie-

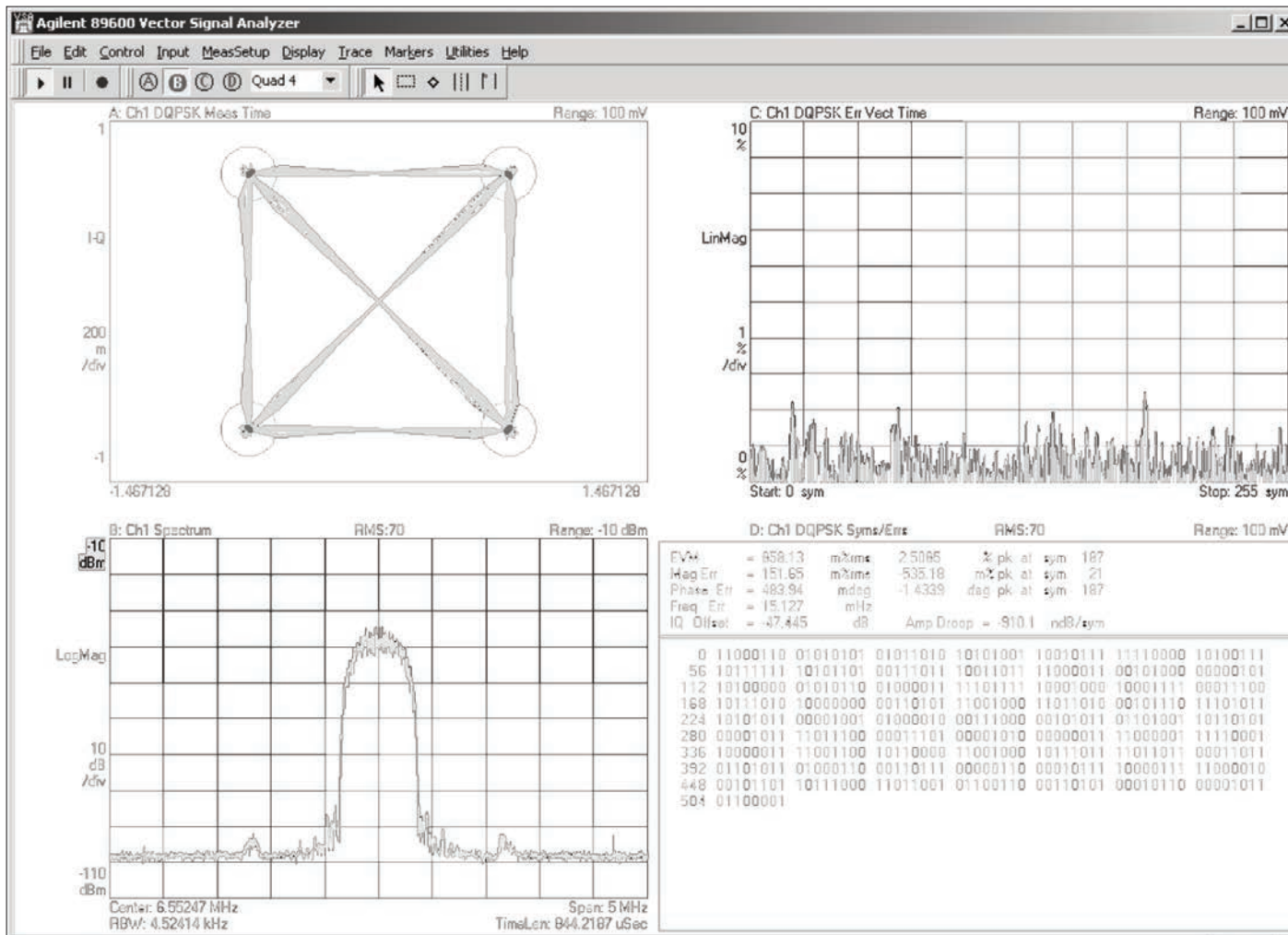


Figure 10
Constellation diagram, Frequency Spectrum and Error Vector Magnitude of a digital DQPSK modulator with correct pulse shaping.

single FPGA at that time. Besides that QPSK has the advantage that it is relative insensitive for transmission errors with regards to higher order modulation schemes and therefore that design fulfills the demands for an working amateur Nicam encoder. Nevertheless a professional encoder needs a better QPSK modulator with proper filtering. This will result in better performance at lower signal to noise ratios and less interference with the video signal. Fortunately there are new possibilities at these times to create a nice digital modulator. As an evaluation there have been done some measurements on such a digital modulator which uses correct pulse shaping. These results are finally given in figure 10.

The results of these measurements shows the effect of zero ISI. There are just four sharp red dots visible in the four corners off the constellation diagram instead of the groups of nine in the previous one. Also the Error Vector Magnitude (EVM) is far better with average values below 1%. At last the spectrum is also much better in this case. So good symbol filtering (pulse shaping) results in optimum performance.

To be continued...

fouten in vergelijking met de hogere orde modulatievormen en daarom voldoet het ontwerp aan de eisen voor een werkende amateur Nicam encoder. Desondanks vereist een professionele encoder een beter QPSK spectrum met beter filtering en zonder ISI. Dit zal leiden tot betere performance bij lagere signaal suiverhoudingen en minder interferentie met het video. Gelukkig zijn er heden ten dage nieuwe mogelijkheden om een digitale modulator te creëren. We hebben ook metingen aan zo'n modulator verricht om het verschil duidelijk te maken. Dit resultaat is weergegeven in figuur 10.

Het resultaat van deze meting toont het resultaat als er geen ISI aanwezig is wat zuiver het geval is als er op de juiste manier gefilterd wordt. Er zijn slechts 4 scherpe punten zichtbaar in de hoekpunten in tegenstelling tot de groepjes van 9 in het vorige plaatje. Ook de EVM is veel beter met gemiddelde waarden beneden 1%. Tenslotte is het spectrum ook aanzienlijk verbeterd waardoor er in de praktijk minder interferentie zal optreden met het video-signaal. Kortom, correcte symbool filtering (pulse shaping) resulteert in optimale performance.

Wordt vervolgd.

Simple 13 cm converter

Hans Bruin, EMT

Eenvoudige 13 cm converter

Hans Bruin, EMT



With the depleted stock of S-Band converters many amateurs are still in need of a converter.

Various magazines published designs, the converter described here is one of them.

The design is well over five years old, and goes back to the time when the 13cm band was starting to gain popularity. The converter was intended to allow for trouble-free reception of relatively strong local 13cm signals. A first priority was that reception of 13cm signals was not to be disturbed when transmitting on 23cm.

Downconversion

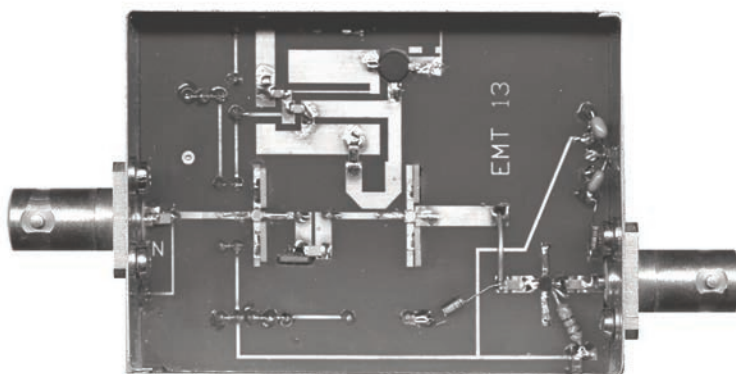
The converter was designed for operation between a satellite receiver and the 13cm antenna. The local oscillator runs on 3.4GHz. This means that the converter downconverts a 2450MHz signal to 950MHz and a 2350MHz signal down to 1050MHz. The downconversion does invert the video-polarity which requires a satellite receiver with a switchable video polarity. Fortunately most commercial receivers offer this option. If not, this option has to be added to the receiver!

The design

The circuit consists of an MGF1302 preamplifier followed by a two-stage filter. The signal is then fed to a selective amplifier which also uses an MGF1302. The local oscillator can use a BFR90 or a BFR91. The supply of the oscillator is provided by a PNP-transistor. The original design uses a BC161 for this purpose. Finally, the converted signal is amplified by means of an MSA0885. The board is made of double sided epoxy board with a dielectric thickness of 1.5mm. The board fits comfortably in a standard 54x74x30 mm tin plated box. The satellite receiver powers the converter through the coaxial cable. Usually a voltage between 15 and 24V is supplied. A regulator stabilizes this supply to 12V.

Construction

The source leads of both GaAs-FETs are decoupled with two 470pF trapezoid (coffin) capacitors each. The supply to the drain of the preamp is decoupled by a 100pF trapezoid capacitor. Before mounting the FETs and transistors, device-size holes have to be drilled for them in such a way that the device leads



Met het opraken van de voorraden S-band converters bleef bij veel amateurs de vraag naar een 13 cm converter bestaan.

Er zijn al veel ontwerpen gepubliceerd in verschillende tijdschriften, waaronder de hier beschreven converter.

Het ontwerp dateert alweer van ruim vijf jaar geleden, de tijd dat ATV op de 13 cm band sterk in opkomst was. De converter was bedoeld om probleemloze ontvangst van een hard lokaal 13 cm signaal mogelijk te maken. Voorop stond daarbij dat het tegelijkertijd zenden op 23 cm de converter niet mocht overstoren.

Bovenmenging

De converter is ontworpen als schakeling tussen een satellietontvanger en een 13 cm antenne. De Local Oscillator werkt op een frequentie van ongeveer 3,4 GHz. Dit betekent dat bovenmenging wordt toegepast. De hoogste frequentie die hierdoor kan worden omgezet is 2450 MHz, wat overeenkomt met 950 MHz op de achterset. Een frequentie van bijvoorbeeld 2350 MHz wordt dan omgezet naar 1050 MHz. Het bovenmengen heeft wel tot gevolg, dat de videopolariteit van de ontvanger omschakelbaar moet zijn of omschakelbaar gemaakt moet worden. Veel commerciële satellietontvangers hebben echter deze mogelijk al als standaard feature.

Het ontwerp

De schakeling van deze converter bestaat uit een voorversterker met een MGF1302 met daarna een tweekrings filter. Hierna volgt een actieve mengtrap, waarvoor ook een MGF1302 gebruikt is. De Local Oscillator kan worden voorzien van een BFR90 of BFR91. De voeding van deze transistor wordt verzorgd door een PNP-transistor, in het oorspronkelijke ontwerp een BC161. Tenslotte volgt nog een MF-versterker met een MSA0885. Als printmateriaal is dubbelzijdige epoxy printplaat

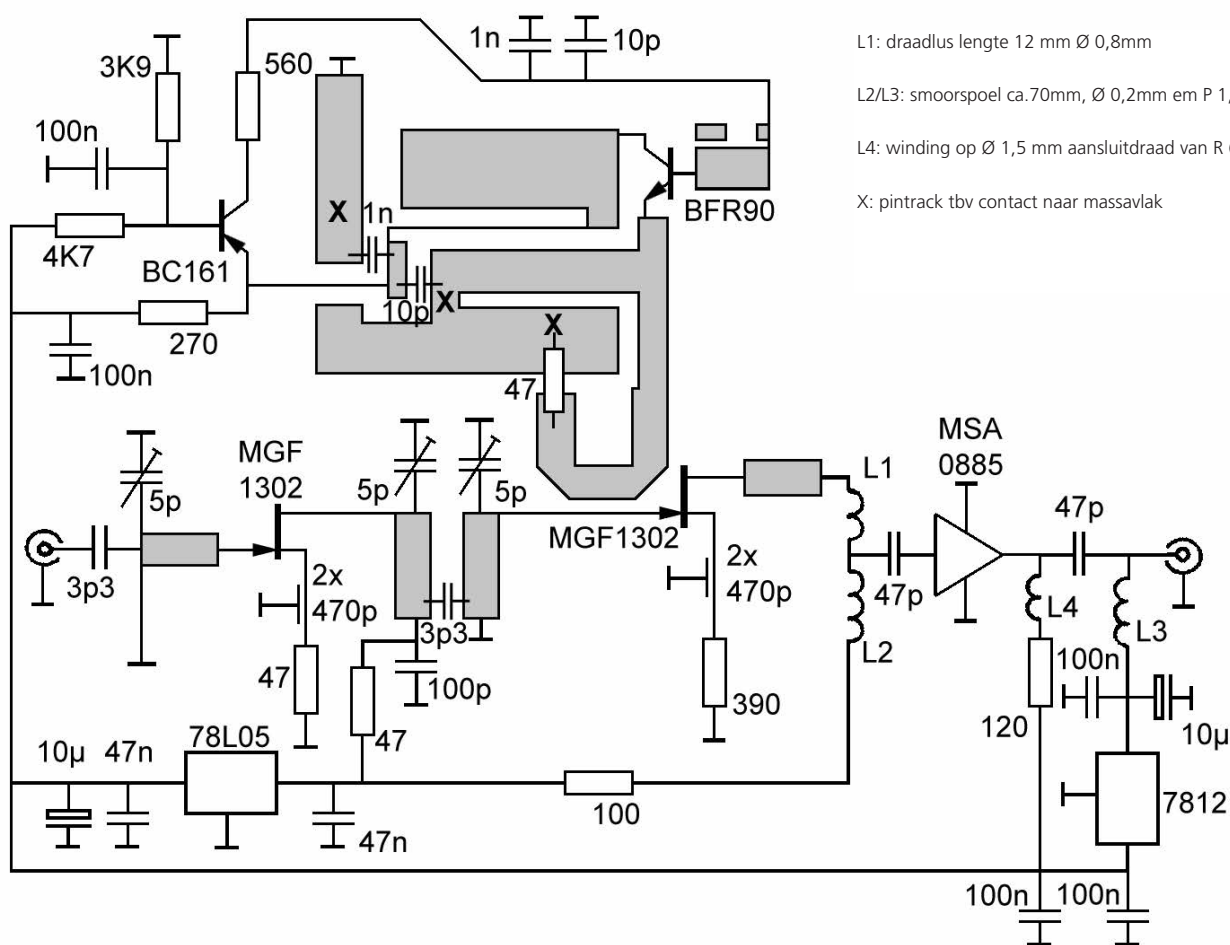


Fig.3

can be flat on the pcb. Later, the hole for the BFR90 has to be covered (on the ground-plane) by a piece of copper foil. The lines feeding the base and collector of the BFR90 are decoupled with SMD capacitors of 10 pF in parallel with 1nF. All couplig capacitors are SMD-type. The input and the filter both use 3.3 pF and the in- and output of the MSA0885 uses 47 pF. The trimmer-capacitors are the well-known green 5 pF Sky trimmers (or similar).

LO Frequency

When the LO uses a BFR91 instead of a BFR90 the resulting LO frequency will be slightly lower. The frequency can be lowered by adding copper foil to the base of the BFR. The frequency can be raised by cutting away -small amounts- of copper from the base of the BFR. The output of the oscillator is achieved by means of a directional coupler which has to be terminated by a 47 Ohm resistor. The positions marked by 'X' are to be connected to ground, using Trackpins or a small piece of 1 mm wire. The mixer stage can be built using a low-cost MMIC like a MAR8. The mixer-gain will be lower when such a low-cost device is used.

Results

The noise figure of the converter will be approximately 2 dB and the gain will be 45 dB when an MGF1302 and an MSA0885 are used. This is sufficient for most satellite receivers and it will not cause overloading the receiver when transmitting on 23cm simultaneously. Usually extra filtering is not needed.

van 1,5 mm dikte gebruikt. Het printje past keurig in een standaard blikken doosje van 54x74x30 mm. De converter wordt via de coaxkabel gevoed vanuit de satellietontvanger. De spanning, die ergens tussen 15 en 24 Volt zal liggen, wordt door een spanningsregelaar van het type 7812 gestabiliseerd.

Bouw

De source aansluitingen van beide GaAs-FET's worden elk met twee trapezium condensatoren van 470 pF ontkoppeld. De spanningstoevoer voor de drain van de eerste MGF1302 wordt ontkoppeld met een trapezium condensator van 100 pF. Vooraf gaande aan de montage van de GaAs-FETs en transistoren, uitgezonderd de BC161, moeten eerst de gaatjes worden geboord ter grootte van de behuizing van deze halfgeleiders, zodat de diverse aansluitingen vlak op de print kunnen worden gesoldeerd. Het gat voor de BFR90 moet aan de bovenzijde weer afgedicht worden met een stukje koper folie. De toevoeringen voor de basis en collector van de BFR90 zijn ontkoppeld met twee SMD-condensatoren van 10 pF en 1nF. Voor alle koppelcondensatoren zijn SMD-typen gebruikt: aan de ingang 3,3 pF, bij het filter 3,3 pF en bij zowel de in- als uitgang van de MSA0885 47 pF. De gebruikte trimmers zijn de bekende groene Sky trimmers met een capaciteit van 5 pF.

Oscillatorfrequentie

Wanneer voor de Local Oscillator een BFR91 in plaats van een BFR90 wordt gebruikt, geeft dit een wat lagere Local Oscillator frequentie. De opgewekte frequentie kan overigens ook worden verlaagd door middel van het doorverbinden van eilandjes

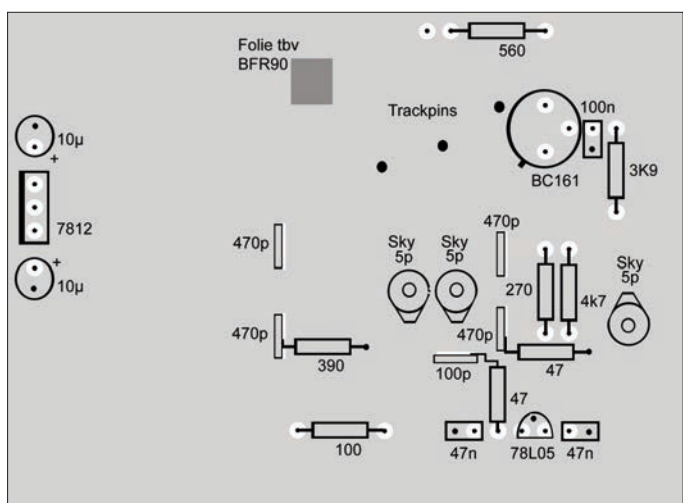
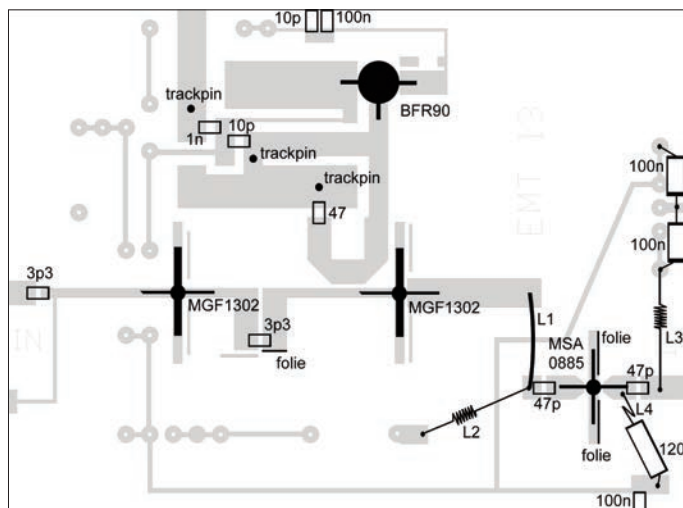


Fig.4-5

Completely built and aligned converters can be bought from Gie TV ATV Componenten, see the add elsewhere in this magazine.

References:

1. UKW-Unterlage Teil 5 pages 865 t/m 869
TEM 13/2 - 1.9dB 13cm/2m - Konverterkopf Schaltun-
gen MGF1302/MGF1502
2. Handbook Satellite reception - L. Foreman page 161 -
Oscillator for 3.5 GHz.

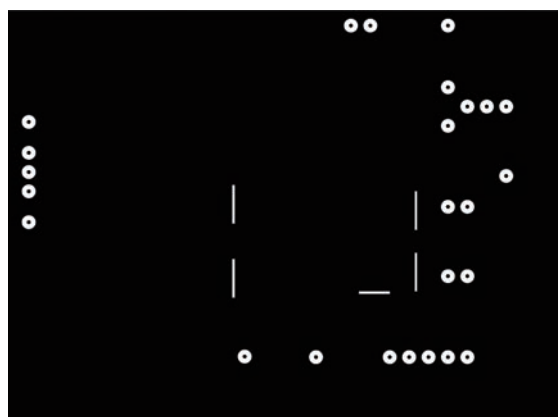
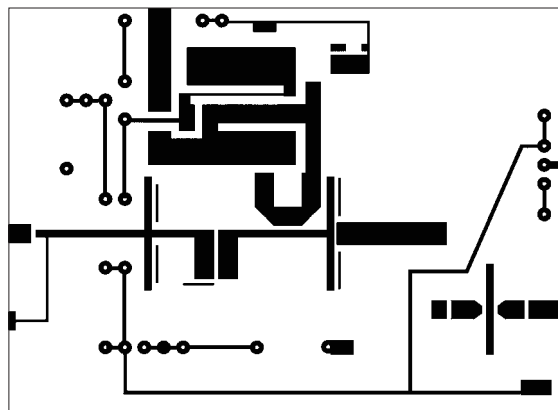


Fig.6-7

met de basis (eventueel wat koper van het basiseiland wegsnijden om de frequentie weer te verhogen). De richtkoppelaar van de Local Oscillator die voor de mixerinjectie zorgt, moet worden afgesloten met een SMD-weerstand van 47 nF. De met een* op de print aangegeven plaatsen van de Local Oscillator moeten met de aardzijde van de print worden doorverbonden met zogenaamde Trackpins of gewoon een stukje draad van 1 of 1,2 mm. Voor de mengtrap kan ook eventueel een low cost type worden gebruikt, alhoewel de doorgangsversterking wat lager uit kan vallen. In plaats van een MSA0885 kan zonder problemen een MAR8 gebruikt worden.

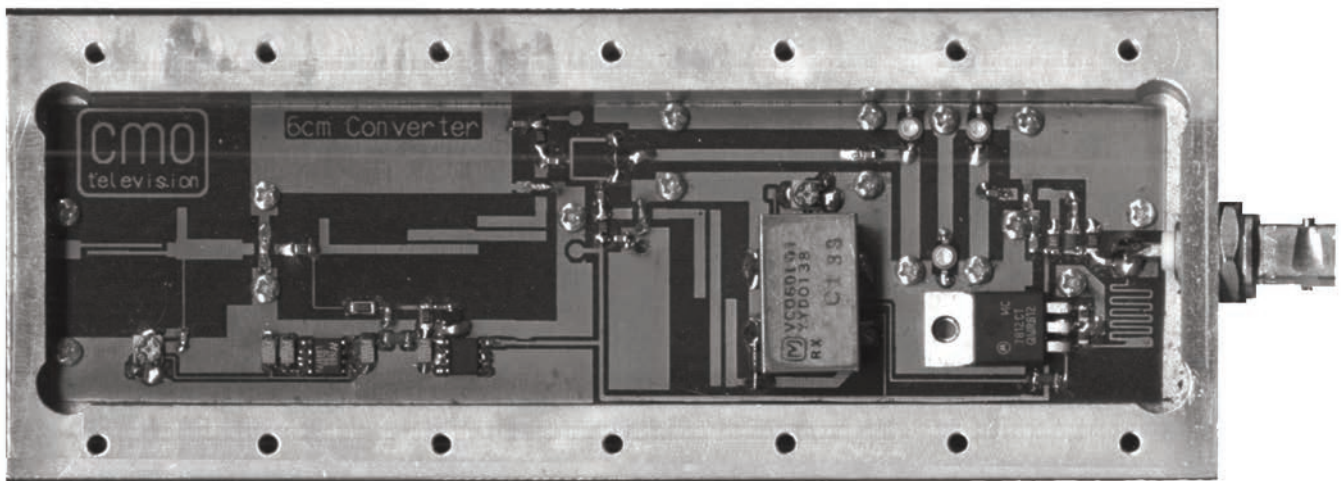
Prestaties

Het ruisgetal van de convertor ligt bij toepassing van een MGF1302 en MSA0885 rond de 2 dB, terwijl de doorgangsversterking van ongeveer 45 dB bedraagt. Dit is voldoende bij de meeste satellietontvangers en voorkomt (oversturings)problemen als er tegelijkertijd wordt gezonden op 23 cm en ontvangen op 13 cm. Extra filtering is dan ook doorgaans niet nodig.

Compleet gebouwde en afgeregelde converters zijn verkrijgbaar bij Gie TV ATV Componenten, zie de advertentie elders in dit nummer.

Referenties:

1. UKW-Unterlage Teil 5 blz. 865 t/m 869
TEM 13/2 - 1.9dB 13cm/2m - Konverterkopf Schaltun-
gen MGF1302/MGF1502
2. Handboek Satellietontvangst - L. Foreman blz. 161 -
Oscillator voor 3.5 GHz.



Om de 6 cm band te kunnen ontvangen heeft men een ontvangstconverteer nodig die het frequentie gebied van 5620 – 5850 MHz omzet naar bijvoorbeeld 1450 – 1650 MHz. Hier wordt een eenvoudige converteer beschreven, welke geschikt is om de 6 cm band te ontvangen, en tevens aanwijzingen om het een en ander te optimaliseren.

De ontvangst converteer bestaat uit vier delen namelijk een 5,7 GHz voorversterker, een 4,2 GHz local oscillator, een mixer en een IF versterker. De schakeling is gebouwd op teflon printplaat met een dikte van 0,5 mm en een Er van 2,2.

Voorversterker

De eerste trap van de versterker is opgebouwd met een MGF1302. Na de voorversterker is een eenvoudig stripline band filter opgenomen waarna een ERA1 het signaal verder versterkt. Hoewel er betere en ruisarmere HEMT's dan de MGF1302 te koop zijn, werkte de MGF1302 stabiel en gaf voldoende versterking om het verlies van het bandfilter en het ingangs ruisgehalte van de ERA1 te compenseren.

De geschatte gain van de totale voorversterker is 18 dB (op het moment van schrijven ontbrak het mij aan voldoende nauwkeurige meetinstrumenten).

Local oscillator

Voor de local oscillator heb ik een VCO6 gebruikt, welk een bereik heeft van 1 tot 1,1 GHz. Het vermogen van deze VCO is voldoende om in combinatie met een goede HF schottky diode harmonische te maken welke op 4,2 GHz uitkomen ($1,05 \text{ GHz} \times 4 = 4,2 \text{ GHz}$). Deze 4e harmonische wordt uitgefilterd en met een ERA2 versterkt. Dit signaal wordt aan de mixer (3) toegevoegd.

Mixer

In de mixer worden zowel het versterkte ontvangst signaal als het vermenigvuldigde local oscillator signaal van elkaar afge-

To receive ATV signals on 6cm a converter is needed to downconvert signal in the frequency range of 5620 - 5850 MHz to the range of 1450Mhz and up.

This article describes a simple converter that makes 6cm reception possible. Optimisation guidelines are also given.

The converter performs discrete functions in four separate blocks namely a 5.7 GHz preamplifier, a 4.2 GHz local oscillator, a mixer and an IF amplifier. The circuit is built on a teflon printed circuit board with a dielectric thickness of 0.5 mm and an Er of 2.2.

Preamplifier

The first stage of the preamplifier uses an MGF1302. Following the first stage is a simple stripline bandpass filter. The filtered signal is further amplified by an ERA1. Although better FETs or HEMTs are available as compared to the MGF1302, the MGF1302 does provide sufficient gain to overcome the filter-losses and ERA noise figure and it has also proven to be stable. The estimated gain in the preamplifier is 18 dB. Unfortunately proper test and measurement equipment was not available to me at the time I wrote this article.

Local oscillator

The local oscillator is based on a VCO6 which has a frequency range of 1.0 - 1.1GHz. The output power is sufficient to have a good schottky diode provide 4th order harmonics ($1.05 \text{ GHz} \times 4 = 4.2 \text{ GHz}$). This 4.2 GHz LO signal is filtered, amplified using an ERA2 and then fed to the mixer (3).

Mixer

The preamplified input signal and the local oscillator signal are fed to the mixer. The resulting differential frequency(ies) are amplified and this signal is suitable to be fed to a satellite receiver. The mixer consists of an etched resonant circuit and two schottky diodes. These schottky diodes can be either BAR28 or

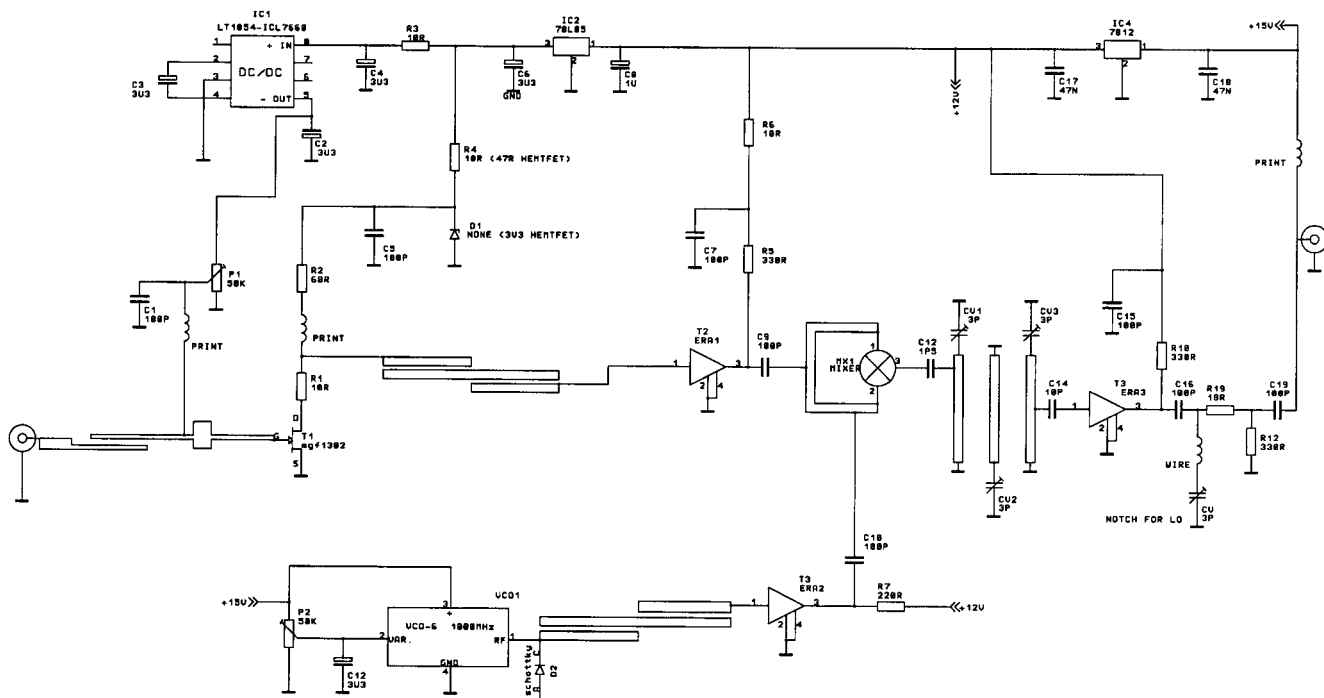


Fig.2

trokken en ontstaat er een nieuw signaal welke na versterking geschikt is voor een satelliet tuner. De mixer bestaat uit een op de print geëtste kring en een tweetal schottky dioden. Voor deze schottky dioden kan men een BAR28 of BA481 gebruiken.

IF versterker

De IF versterker bestaat uit een 150 a 200 MHz breed bandfilter, met daarna een versterker met een ERA3. Deze ERA3 versterkt het signaal ongeveer 20 dB.

Bemoedigend

Nadat het geheel samen gebouwd was heb ik de converter met een HF signaal op enige afstand getest. De eerste resultaten waren bemoedigend, ook al kon ik nog geen meetopstelling maken om alles nauwkeurig na te meten. Wel kon ik merken dat de VCO aansturing naar de diode vermenigvuldiger invloed had op de gevoeligheid. Ik had ooit eens gemeten aan een ERA die in verzadiging werd gestuurd, en zag dat de harmonischen uit zo'n ding dan toch wel erg hard zijn. Nadat ik de diode had vervangen door een ERA 1 (welke dus in verzadiging wordt gestuurd) was het LO

BA481.

IF amplifier

A bandpassfilter with a bandwidth of 150 - 200 MHz followed by an ERA3 form the IF amplifier. The ERA3 has a gain of approximately 20 dB.

Encouraging

After completion of the above I tested the converter with a remote RF source . The first results were very promising even though I was not able to build an accurate test & measurement set. I did notice that the interconnection between the VCO and the diode-multiplier influenced the overall sensitivity. I had previously seen that an ERA produces strong harmonics when driven into saturation. After replacing the diode by an ERA 1 (driving it well into 1dB compression) the sensitivity problem was neglible. I'm also under the impression that the sensitivity benefits from this approach.

By the time this issue of Repeater is printed I will have access to

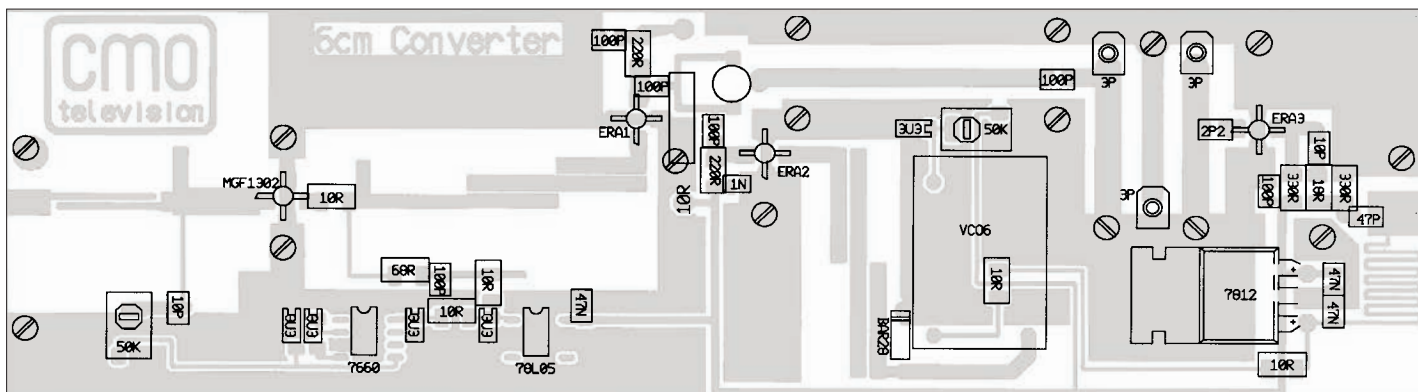


Fig.3

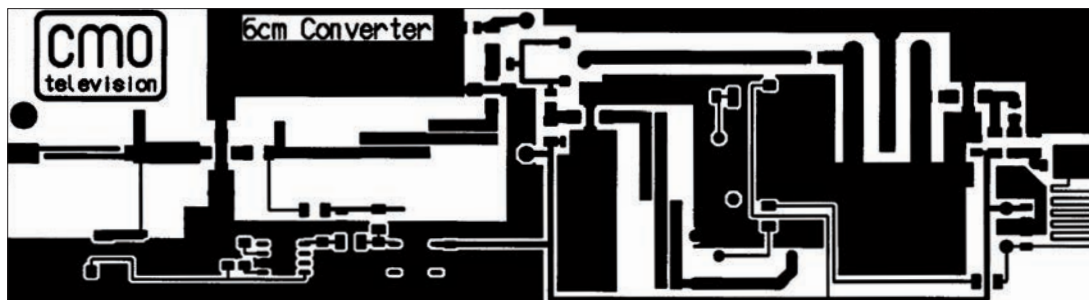


Fig.4

effect op de gevoeligheid te verwaarlozen. Tevens had ik de indruk dat de gevoeligheid iets beter was.

Tegen die tijd dat de Repeater uit komt heb ik een meetgenerator ter beschikking, waardoor het één en ander beter gemeten kan worden.

Voor degenen die zelf willen gaan experimenteren, het is mogelijk voor de frequentie opwekking een Z-Comm VCO toe te passen, die zonder vermenigvuldiging rechtstreeks de LO versterker kan aansturen. (type V910ME01). Tevens zou men de MGF1302 door een HEMT kunnen vervangen, waardoor meer versterking krijgt en tevens een lager ruisgetal heeft.

Wordt vervolgd:

6 cm experimenten deel 4 : een low-cost zender en de uiteindelijke converter.

a testset which will allow me to verify the test results.

For those of you who want to experiment, it is possible to use a Z-Comm 4.2 GHz VCO (V910ME01) capable of driving a mixer directly. If you replace the MGF1302 by a HEMT, the gain and noise figures would benefit.

To be continued:

6 cm experiments part 4: a low-cost transmitter and the final converter.

Rectificatie

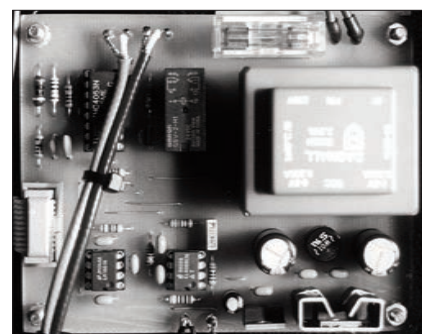
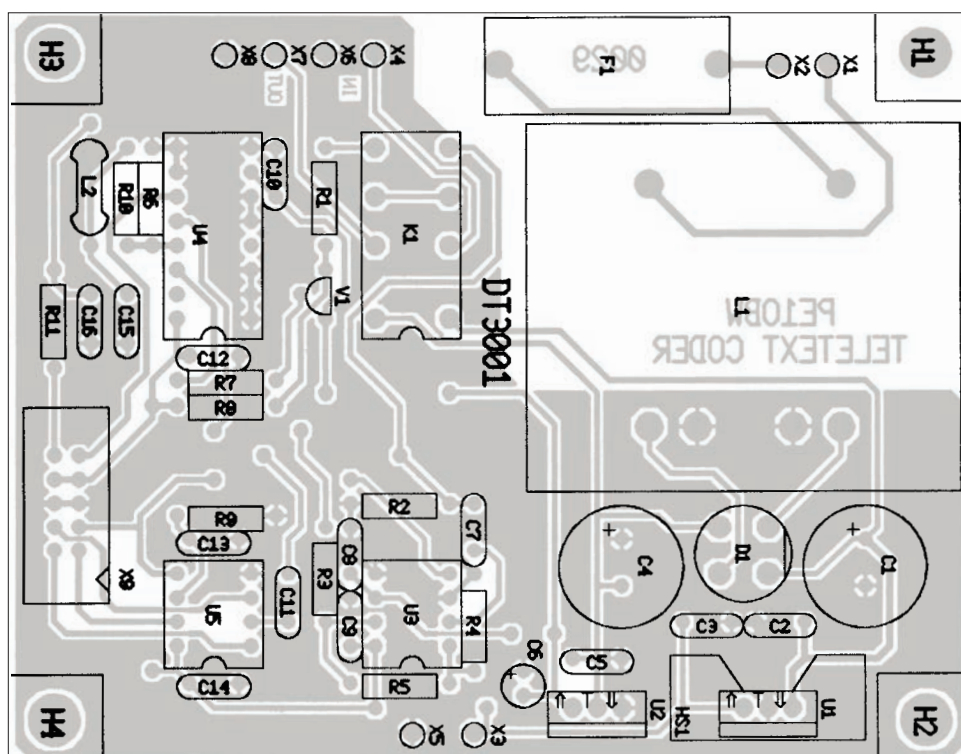
In Repeater 4/2000 werd abusievelijk de componentenopstelling van de voedingsunit van de PE1OBW teletextgenerator onjuist afgebeeld.

Hieronder volgt alsnog de juiste componentenopstelling.

Rectification

In Repeater 4/2000, we published the wrong component layout of the PSU from PE1OBW teletext generator.

Below the right component lay out.



Uit de oude doos

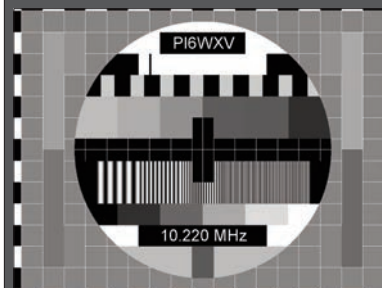
Van Arno Bollen (PE1RDP) ontvingen we beelden van PA3GJE/AIR die in de jaren 1995-1996 in Nederland te ontvangen waren. PA3GJE en anderen zonden uit vanuit een boven ons land rondvliegend vliegtuig. Er bestaan plannen om binnenkort weer het luchtruim op te gaan zoeken. We zijn benieuwd en houden u via Repeater uiteraard op de hoogte.



Kort nieuws

PI6BTV?

PI6BRD heeft een aanvraag ingediend de call te veranderen in PI6BTV, conform de clubcall van de Veron afdeling Breda.



PI6WXV

PI6WXV is een nieuwe ATV-repeater in Capelle a/d IJssel die uitzend op 10.220 GHz. De ingangen van WXV zijn op 1252 en 2340 MHz. In de volgende Repeater meer informatie!

Repeater op internet:

<http://www.cchmedia.nl/index.html>

Van Hans Borth (PA5082) ontvingen we de onderstaande beelden. Op 15 februari flinke condities. Bijzonder was dat ON1DSR bezig was met zijn eerste uitzending en bijna van zijn stoel viel toen hij door PE1BIA aangeroept werd. Natuurlijk werd dit voor Repeater direct vastgelegd. Het zijn toch de leuke kanten van de hobby, het grensverleggende, waarbij de natuur een handje meehelpt. Door Hans werd verder een nieuwe Belgische repeater opgemerkt: ON7TR bij Turnhout. Wij hopen daar in een volgende Repeater meer over te kunnen melden.

Met dank aan PI6BOZ.





Er zijn in de diverse amateurbladen zoals Repeater veel goede ontwerpen gepubliceerd van alle mogelijke schakelingen zoals stuurzenders, basisband opwekking, 10 GHz vermenigvuldigers enz. Maar ze behoeven allen enige vorm van afregeling of op z'n minst controle. Alleen dan kunnen ze de door de ontwerper beloofde specificaties waarmaken. Maar wat doe je als je niet over de juiste meetinstrumenten kunt beschikken? Toch maar in elkaar zetten en het beste ervan hopen...

Het is om deze reden dat wij, DJ5OX en PE1CHY op Zaterdag 7 oktober jongstleden in Emmerich een ATV meetdag hebben georganiseerd. Bij een inventarisatie van de wensen bleek er voornamelijk behoefte aan de mogelijkheid om video-laagdoorlaat-filters af te regelen, en om power te meten op 10GHz.

De volgende metingen konden we uitvoeren:

- Power meten tot 10 GHz
- Gain van voorversterkers meten op 23 en 13 cm
- Filters afregelen op 23 en 13 cm en doorlaat-karakteristiek opmeten
- Video frequentiekarakteristiek meten van basisband opwekking en stuurzenders
- Audio en videozwaai instellen

Hoewel de deelname nog wat aan de magere kant was, (tien personen in totaal) was het een genoegelijke en leerzame dag. Zoals te verwachten keerden sommigen zeer tevreden huiswaarts, anderen enigszins teleurgesteld.

Onze speciale dank gaat uit naar de DARC afd. Emmerich waar we van hun clubgebouw gebruik konden maken, inclusief de voortreffelijke catering service.

Het ligt zeker in de bedoeling om een en ander nog eens te herhalen in de nabije toekomst.



Many HAM-magazines including Repeater have published a variety of good designs covering all possible circuits like transmitters, baseband units, 10 GHz multipliers and so on and so forth. All of them require some form of alignment or means of checking their proper functionality. Only then the circuits will perform according to the designers' or expected specifications.

But what to do if you don't have (access to) the appropriate measurement equipment? 'Just build it and hope for the best' is the only option then.

For this reason we, DJ5OX and PE1CHY, organised a measurements day on October 7th of last year. Our survey showed that adjustments of video low-pass filters and power measurements on 10 GHz were most wanted.

We were able to perform the following:

- 10 GHz Output Power measurements
- Gain measurements of 13 and 23 cm preamplifiers
- Adjusting of 13 and 23 cm filters and measuring their frequency response characteristics
- Measuring the Frequency response of baseband units and transmitters (modulators)
- Audio and video deviation adjustments

Although there were only 10 people who attended, it was a pleasant day and much was learned. As expected some returned home very happy while others were somewhat disappointed.

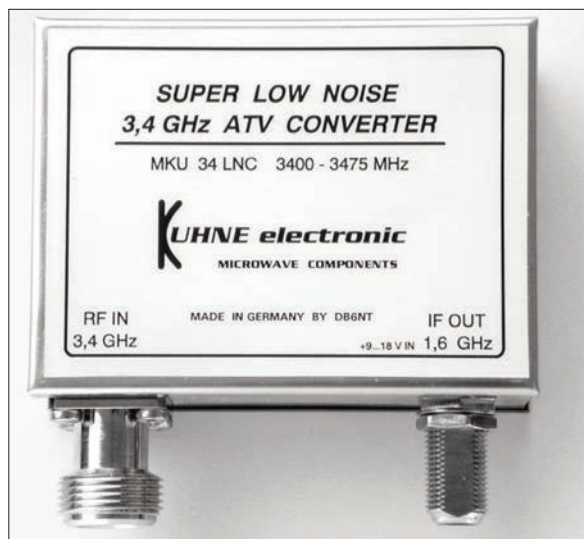
We wish to express our special thanks to DARC, division Emmerich, who were so kind to let us use their clubhouse including their excellent catering.

It is definitely our intention to repeat this measurements day in the near future.



De nieuwe microwave catalogus van Kuhne Electronic is uit. In de catalogus zijn bouwsets en compleet gebouwde componenten voor ATV en microgolf opgenomen. Ook dit jaar weer enkele nieuwe producten.

The new Kuhne Electronic just came out. The catalogue contains lots of ATV en mmwave components and kits. This year again with some new products.



New products:

MKU34LNC 3,4 GHz ATV converter

Low noise converter for conversion of the 3,4 Ghz - ATV band to the satellite receiver range 1300-1800 MHz.

Gain: 38 dB. nf: 0,9 dB NF typ. Price: DM 348,-

MKU34G2/MKU34G2-432 9 cm band transverters

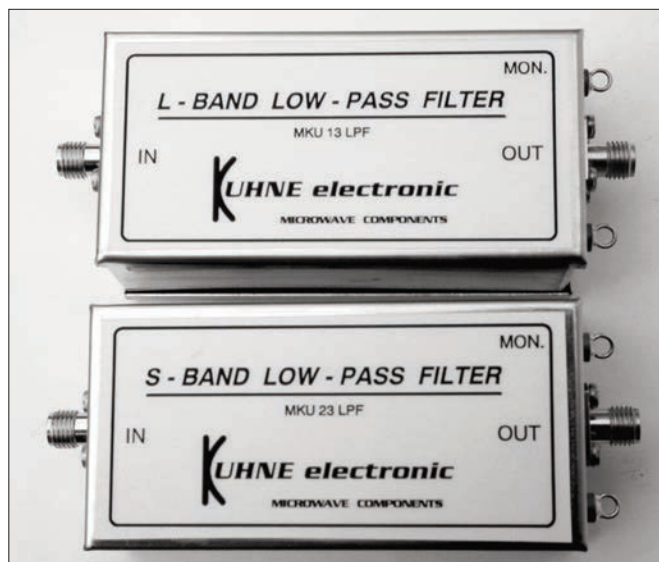
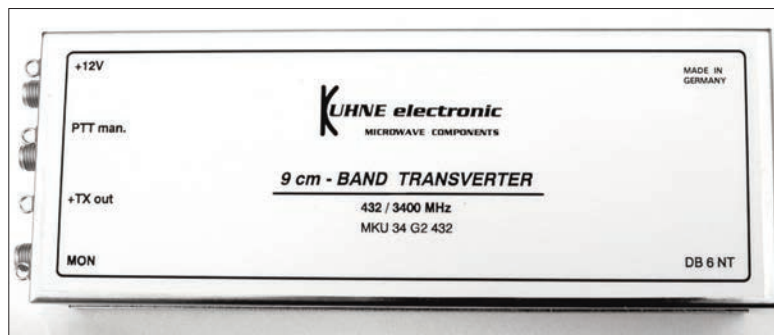
Two new 9 cm transverters were developed by the use of modern components. The version with 144 MHz IF uses silver tuned high Q-cavities resonators for selection. The G2-432 version uses a multipolar stripline filter at 432 MHz. Output: ca. 0,2 W, input max. 4 Watt adjustable.

Price: MKU34G2 DM955,-. MKUG2-432 DM795,-

MKU13LPF/MKU23LPF

Two 5-pol. lowpass filters with directional couplers and detectors for monitoring the output power of transmitters.

The MKU13LPF is designed for the 23cm amateur band, the MUK23LPF for 13cm. The filters are available with N or SMA connectors. Max.power input: 40Watt, Loss.typ 0,25 dB (MKU13LPF), 0,4 dB (MKU23LPF). Prices: DM79 - DM 85,-.



Info:

Kuhne Electronic
Birkenweg 15
D-95119 Naila/Hölle, Germany
Tel: 0049-9288-8232
Fax: 0049-9288-1768
email: kuhne.db6nt@t-online.de

FREQUENTIELIJST ATV-REPEATERS: NEDERLAND

23 CM

1280 MHz

PI6ATS	SOEST	JO22PE	5.50 MHz	2374 MHz
PI6DRA	DRACHTEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RL	5.50 MHz	434.25/2357/10.400 MHz

1285 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	2420/10.200 MHz
PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6BOZ	BERGEN OP ZOOM	JO21DL	6.00 MHz	1250/10.400 MHz

13 CM

2352 MHz

PI6ALK	HEERHUGOWAARD	JO22KQ	6.552 MHz (NICAM) 7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	DIV. OP 23 CM/13 CM/3 CM
PI6HVS	HILVERSUM	JO22OFI	5.50 MHz	1258 MHz
PI6MEP	MEPPEL	JO32CQ	6.50 MHz	1252 MHz

2360 MHz

PI6BRD	BREDA			1280 MHz
---------------	-------	--	--	----------

2387 MHz

PI6ANH	ARNHEM	JO21WX	6.00 MHz	1252/10.400 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO22XN	6.50 MHz	1280 MHz/DIV. OP 3 CM
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
PI6VHW	PUTTERSHOEK	JO21GT	5.50 MHz	1252/10.200 MHz

2420 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/10.200 MHz
PI6TV	MALDEN	JO21WS	6.00 MHz	1252/10.400 MHz

2422 MHz

PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
---------------	-----------	--------	--	------------------------

 CALL
  LOCATIE
  LOCATOR
  AUDIODRAAGGOLVEN
  INGANGSFREQUENTIES

V e r k l a r i n g

13 CM (VERVOLG)				
2427 MHz				
PI6NYV	NIJVERDAL	JO32FI	6.00 MHz 7.02 MHz 7.20 MHz	1252/10.200 MHz
3 CM				
10.200 MHz				
PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RK	5.50 MHz	434.25/1252/10.400 MHz
PI6WXV	CAPELLE A/D IJSSEL	JO21HW	??? MHz	1252/23400 MHz
10.330 MHz				
PI6DIG	NEDERH. DEN BERG	JO22MG	7.02 MHz/J17 7.20 MHz/J17 6.552 MHz NICAM	1250/2340/10.180/10.485 MHz
10.400 MHz				
PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/2420/10.200 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz
PI6HHW	ALKMAAR	JO22IO	7.02 MHz 7.20 MHz	10.175 MHz
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
10.425 MHz				
PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz NICAM	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz
10.460 MHz				
PI6YRC	BEVERWIJK	JO22HL	?.?? MHz	10.175 MHz
10.475 MHz				
PI6HDB	HARDENBERG	JO32HN	?.?? MHz	1252/2387/2422/10.200 10.250/10.300 MHz
10.475 MHz				
PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz (NICAM)	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz

REDACTIE:

HANS BRUIN - EMT, HENK MEDENBLIK - PE1JOK, DAVID ROOSENDAAL - PE1MUD, MARC TESKE - PE1RJU, ROB ULRICH - PE1LBP (HOOFDRED.)

AAN DIT NUMMER HEBBEN VERDER MEEGEWERKT:

ARNO BOLLEN - PE1RDP, HANS BORTH, ROB KRIJGSMAN - PE1CHY, RENE STEVENS - PE1CMO

ABONNEE-ADMINISTRATIE EN ADVERTENTIE-EXPLOITATIE:

DIANA SCHRAAG, EMAIL DSCHRAAG@CCHMEDIA.NL

REDACTIE-ADRES:

GIBBON 14
1704 WH HEERHUGOWAARD, NEDERLAND
TEL.+31- (0)72-5720993 (OOK 'S AVONDS)
FAX +31-(0)72-5720992
EMAIL: REPEATER@CCHMEDIA.NL

REPEATER IS EEN KWARTAALUITGAVE VAN

CCH MEDIA

GIBBON14
1704 WH HEERHUGOWAARD / NEDERLAND

EEN ABONNEMENT OP REPEATER KOST 45 GULDEN PER JAAR (= 4 NUMMERS) VOOR NEDERLAND, 55 GULDEN VOOR DE OVERIGE EUROPESE LANDEN EN 65 GULDEN VOOR LANDEN BUITEN EUROPA. U KUNT EEN ABONNEMENT AFSLUITEN DOOR HET ABONNEMENTSGELD OVER TE MAKEN OP REKENING 5980472 (POSTBANK) TNV CCH MEDIA IN HEERHUGOWAARD OVV 'ABONNEMENT REPEATER'. VERMELD DAARBIJ DUIDELIJK UW NAAM EN ADRES. WIJ ACCEPTEREN OOK VISA/MASTERCARD!

DE REDACTIE EN UITGEVER ZIJN NIET VERANTWOORDELIJK VOOR SCHADE, VOORTVLOEIENDE UIT DE PRAKTISCHE TOEPASSING VAN IN REPEATER GEPUBLICEERDE SCHAKELINGEN EN ADVERTENTIES. DE VERANTWOORDELIJKHEID VOOR DE INHOUD VAN DE GEPUBLICEERDE ARTIKELN LIGT BIJ DE AUTEURS CQ ADVERTEERDERS. HET OCTROOIRECHT IS VERDER VAN TOEPASSING OP ALLES WAT IN REPEATER GEPUBLICEERD WORDT. NIETS UIT DEZE UITGAVE MAG OP ENIGERLEI WIJZE WORDEN GEREPRODUCEERD, OVERGENOMEN OF OP ANDERE WIJZE WORDEN GEBRUIKT OF VASTGELEGD ZONDER VOORAFGAANDE SCHRIFTELIJKE TOESTEMMING VAN DE UITGEVER ÉN AUTEURS. DE ARTIKELN IN REPEATER HEBBEN GEENSZINS DE BEDOELING WETSOVERTREDINGEN UIT TE LOKKEN.

A SUBSCRIPTION TO REPEATER COSTS DFL 55,- A YEAR (EUROPEAN COUNTRIES) AND DFL 65,- (OVERSEAS). WE ACCEPT VISA / MASTERCARD.

ALL RIGHTS RESERVED.

NO PART OF THIS PUBLICATION MAY BE REPRODUCED, RESTORED IN A RETRIEVAL SYSTEM, OR TRANSMITTED, IN ANY FORM OR BY ANY MEANS, ELECTRONIC, MECHANICAL, PHOTOCOPYING, RECORDING OR OTHERWISE, WITHOUT THE PRIOR PERMISSION OF CCH MEDIA.

**Visit our website on:
<http://www.cchmedia.nl>**

**De deadline voor Repeater 5/2 is 7 juni 2001.
Repeater 5/2 komt uit medio juli 2001.**